305-306 *novembre - dicembre 2010*

Imparare & approfondire

Robot Zone

rubriche

prossimamente su Fare Elettronica

- ALLARME PORTA DEL FRIGO
- AMPLIFICATORI IN CLASSE A, B, AB, C E D
- LA MODULAZIONE ADATTATIVA
- LC METER

elenco inserzionisti

LUPUS IN FABULA

di MAURIZIO DEL CORSO

Qurifichiamoci!

"Qurificare" è il nuovo verbo che il diffondersi della tecnologia dona al nostro vocabolario dopo "googolare", "flickerare", "chattare" e molti altri. Ma in cosa consiste la "Qurifcazione"?

Nonostante la parola suoni un po' come qualcosa di mistico, la "Qurificazione" è un processo di conversione di una qualsiasi informazione in un codice a matrice bidimensionale detto appunto QR Code.

Nonostante l'invenzione del QR Code risalga al 1994, solo oggi con l'avvento degli smartphone e di tariffe decisamente abbordabili per la navigazione internet stanno rivoluzionando il modo di comunicare.
Utilizzando questi codici è possibile inserire una grandissima quantità di contenuti in uno spazio limitato come ad esempio questa pagina della rivista.

Se dunque avete uno smartphone, potete installare un qualsiasi software per la lettura dei QR Code (ce ne sono moltissimi gratuiti) e vedrete che questo non è solo un semplice editoriale, ma un articolo approfondito sul PIC18F67J60 leggete il codice nero; un articolo sulla gestione dei display touch screen leggete il codice azzurro. A voi scoprire le informazioni nascoste dietro gli altri codici. ma prima assicuratevi di avere una tariffa di navigazione conveniente con il vostro operatore telefonico!

DIRETTORE RESPONSABILE
Antonio Cirella

DIRETTORE TECNICO
Maurizio Del Corso

Segreteria di redazione
Giorgia Generali

Comitato Scientifico
Antonio Cecere, Francesco Di Lorenzo, Giovanni Di Maria, Adriano Gandolfo, Antonio Giannico, Giorgio Ober, Francesco Pentella, Luca Stanzani, Franco Tedeschi.

Art Director
Patrizia Villa

Hanno collaborato in questo numero:
Antonio Cecere, Francesco Di Lorenzo, Giovanni Di Maria,Maurizio Di Paolo Emilio, Francesco Ficili, Adriano Gandolfo, Antonio Giannico, Giorgio Ober, Francesco Pentella.

Direzione Redazione
INWARE Edizioni srl
Via Cadorna, 27/31
20032 Cormano (MI)
Tel. 02.66504755
Fax 02.66508225
info@inwaredizioni.it
www.inwaredizioni.it
Redazione: fe@inwaredizioni.it

Pubblicitá per l'Italia
Agostino Simone
Tel. 347 2230684
media@inwaredizioni.it

International Advertisement
Elisabetta Rossi
Tel. 328 3245956
international@inwaredizioni.it

Stampa
Grafiche Sima
Via Provinciale Francesca, 52
24040 Ciserano (BG)

Distribuzione
Parrini & C s.p.a.
Via di Santa Cornelia, 9
00060 Formello (RM)

Ufficio Abbonamenti
INWARE Edizioni srl
Via Cadorna, 27/31
20032 Cormano (MI)
Per informazioni, sottoscrizione o rinnovo dell'abbonamento:
abbonamenti@inwaredizioni.it
Tel. 02.66504755
Fax. 02.66508225
L'ufficio abbonamenti è disponibile telefonicamente dal lunedì al venerdì dalle 14,30 alle 17,30.
Tel. 02.66504755
Fax 02.66508225

Abbonamento per l'Italia:
€ 55,00
Abbonamento per l'estero:
€ 115,00
Gli arretrati potranno essere richiesti, per iscritto, a **€ 9,00** oltre le spese di spedizione
Autorizzazione alla pubblicazione
Tribunale di Milano n.647
del 17/11/2003

Mensile associato all'USPI
(Unione Stampa Periodica Italiana)

Collaborare con FARE ELETTRONICA
Le richieste di collaborazione vanno indirizzate all'attenzione di Maurizio Del Corso (m.delcorso@inwaredizioni.it) e accompagnate, se possibile, da una breve descrizione delle vostre competenze tecniche e/o editoriali, oltre che da un elenco degli argomenti e/o progetti che desiderate proporre.

Sistemi di registrazione A/V compatti - riprese senza confini -

€ 199,00

cod. CAMCOLVC13

Camera car a colori ad alta definizione

Telecamera CMOS 5 Mega pixel, completa di microfono, installabile sui cruscotti di autoveicoli, caschi o sul manubrio di moto e biciclette. Ideale per realizzare riprese in movimento in attività sportive, ai fini assicurativi o come puro divertimento. Dispone di 2 potenti LED per riprese al buio. Memorizzazione dei video (MPEG-4, 30fps) e delle immagini (JPEG) su micro SD (max. 32 GB, non inclusa); alimentazione 5Vdc (tramite cavo USB o 2 batterie al Litio, incluse).

€ 215,00

cod. CP450

Mini DVR con ricevitore 2,4GHz e telecamera a colori

Dotato di monitor LCD TFT da 2,4", permette di memorizzare direttamente sulla micro SD card inserita nel relativo slot (max. 16 GB, non inclusa) o sulla memoria interna (59 MB), le immagini riprese da una telecamera esterna wireless o da quella fornita in dotazione, completa di microfono. I video (MPEG-4, 30fps) possono essere trasferiti al PC tramite porta USB. Alimentazione con batteria ricaricabile integrata o adattatore di rete (incluso). Completo di telecomando per il controllo da remoto.

€ 39,90

cod. CAMCOLVC7

Registratore audio/video su micro SD Card

Compatto e leggero, integra una microtelecamera CMOS a colori, un microfono e una batteria agli ioni di litio ricaricabile tramite porta USB. È in grado di effettuare fotografie con risoluzione 1600x1200 pixel (JPEG) e filmati AVI con risoluzione 720x480 pixel. Le immagini riprese vengono salvate direttamente su micro SD card (max.32GB, non inclusa) inserita nell'apposito slot e possono essere trasferite ad un PC, via USB. Autonomia batteria ~1,5 ore (in registrazione).

CODICE MIP 2779602

€ 95,00

cod: CAMCOLVC10

Orologio con telecamera e DVR integrati

Dispone di microtelecamera CMOS nascosta nel quadrante e consente di effettuare fino a 150 minuti di registrazioni audio/video, in formato AVI, con risoluzione di 640 x 480 pixel. Integra una memoria flash da 2GB sulla quale vengono salvati i filmati, scaricabili su PC mediante collegamento USB. Batteria agli ioni di litio integrata (ricaricabile tramite porta USB).

€ 36,00

cod: CAMCOLVC9

Penna con telecamera e DVR integrati

È in grado di registrare filmati audio-video in alta risoluzione (15÷30 fps), tramite la microtelecamera nascosta, solamente premendo un pulsante.
Le registrazioni in formato AVI vengono salvate direttamente sulla flash memory (da 2GB) di cui dispone e possono essere trasferite a un PC tramite collegamento USB. Batteria ricaricabile integrata.

€ 32,00

cod: CAMCOLVC8

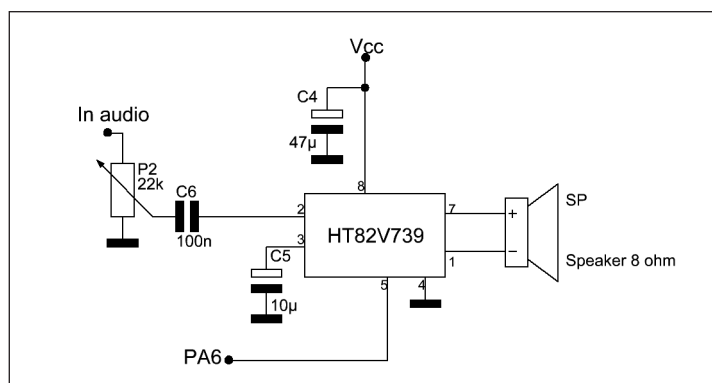
Portachiavi con telecamera e DVR

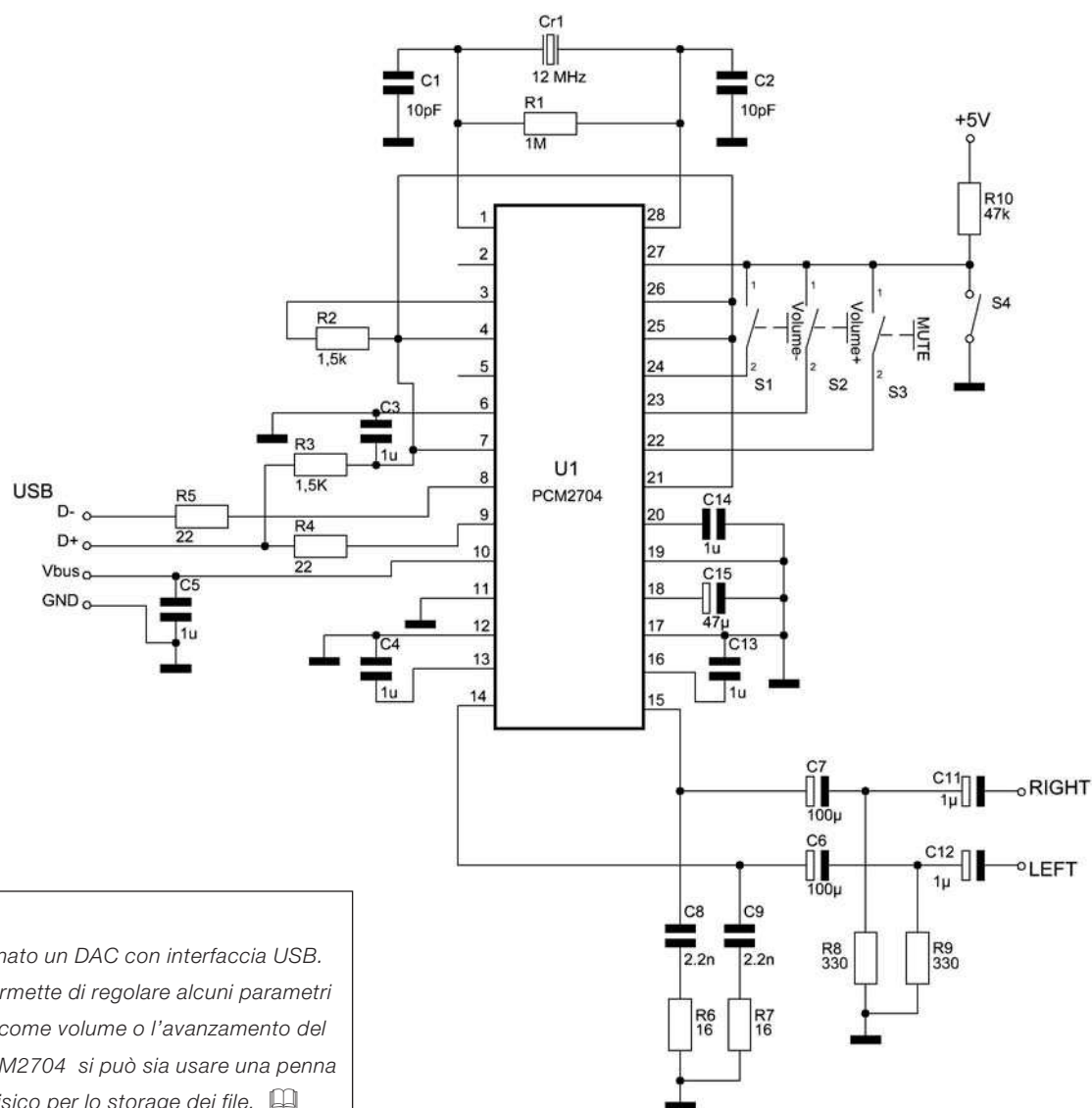
Nasconde al suo interno una microtelecamera completa di microfono e registratore A/V che permette di scattare foto e realizzare filmati in alta risoluzione (29 fps) senza essere visti. Memorizzazione dei filmati (AVI) su Micro SD Card, max 8 GB (non inclusa); risoluzione video 640 x 480 pixel; interfaccia USB per il trasferimento dei filmati su PC; batteria Li-Ion ricaricabile integrata.

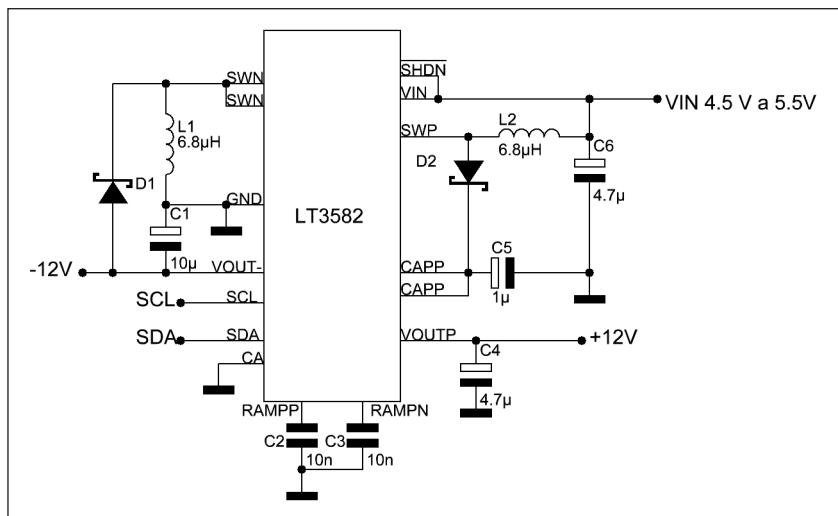
Prezzi IVA inclusa

Via Adige, 11 • 21013 Gallarate (VA)
• Tel. 0331/799775 • Fax. 0331/792287

Maggiori informazioni su questi prodotti e su tutte le altre apparecchiature sono disponibili sul sito www.futurashop.it tramite il quale è anche possibile effettuare acquisti on-line.

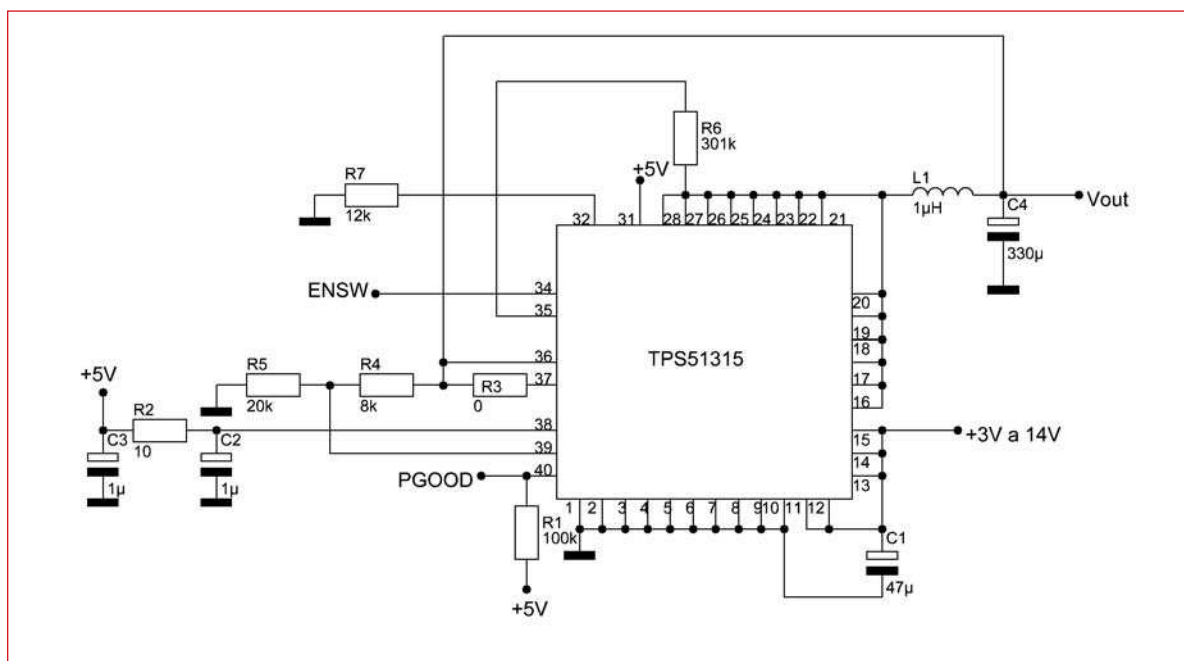
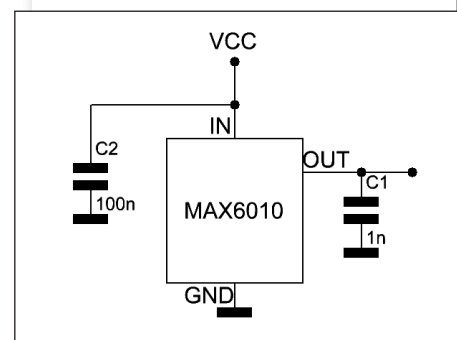
di FRANCESCO DI LORENZO

Mini-amplificatore

L' HT82V739 è un amplificatore da 1200mW, che viene prodotto dalla Holtek. Questi amplificatori posso essere utilizzati singolarmente, ma la cassa costruttrice li realizza in modo tale da interfacciarsi correttamente con tutti gli integrati Holtek. La sua tensione di alimentazione può essere variabile da un minio di 2,5V ad un massimo di 5,5V. Ha un numero di pin pari a 8,ed una bassissima distorsione in uscita.

USB **DAC**

Nello schema è disegnato un DAC con interfaccia USB. La serie PCM27XX permette di regolare alcuni parametri della musica uscente come volume o l'avanzamento del brano. Usando un PCM2704 si può sia usare una penna usb, come supporto fisico per lo storage dei file.

ALIMENTATORE DUALE

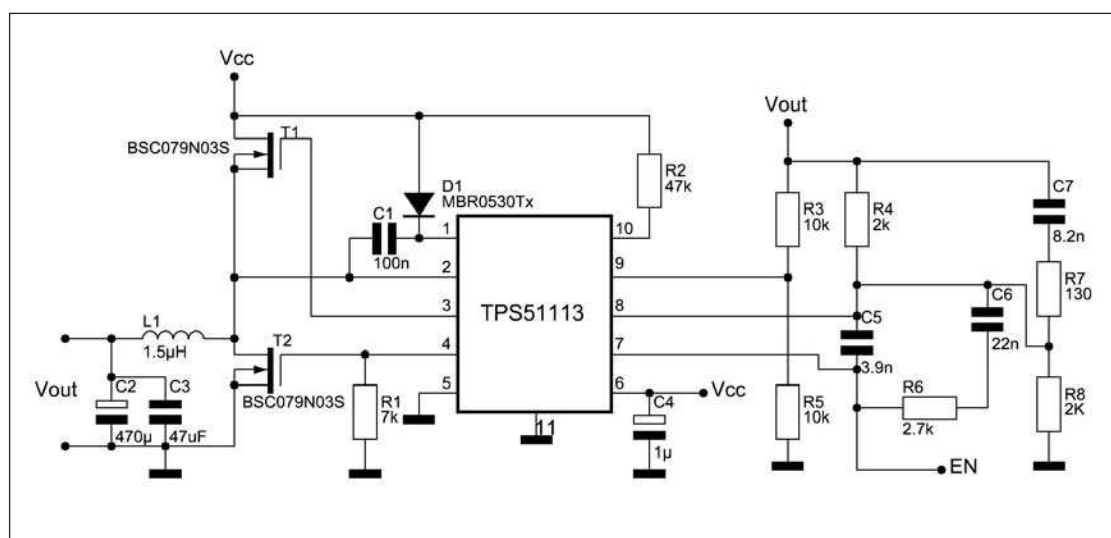
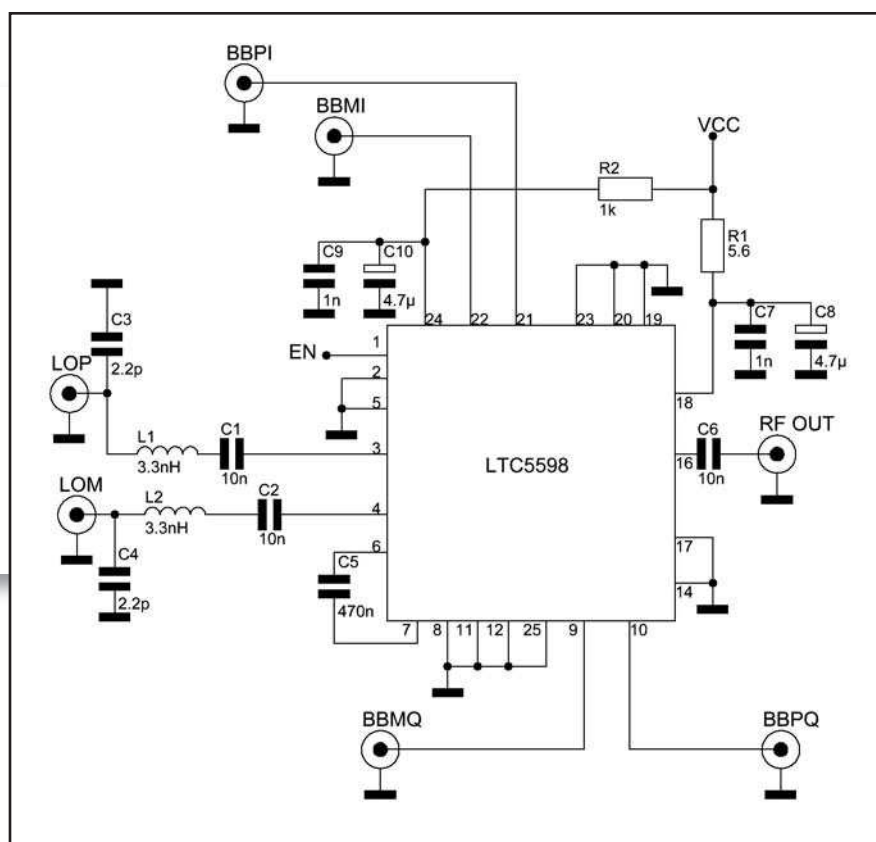
Il circuito seguente è un alimentatore duale step-up, realizzato con un LT3582. Accetta in ingresso una tensione pari a 4V minima e permette di ottenere due tensioni duali di +/-12V. Ideale come piccolo alimentatore da laboratorio, il circuito è molto semplice da realizzare e non richiede grossa esperienza in elettronica.

Stabilizzatore a 3V

Questo integrato è uno stabilizzatore di tensione a 3V con una tensione di ingresso di 5V. Come a uno stabilizzatore qualunque è composto da tre terminali denominati "Vcc,GND,Output". Il vantaggio di questo integrato è quella di dissipare una corrente minima di 5uA fino a una corrente massima di 7mA.

CONVERTITORE DC/DC STEP-DOWN

Il circuito è un convertitore DC/DC, del tipo step-down che integra al suo interno un MOSFET. Non richiede componenti esterni speciali per funzionare. In ingresso è possibile applicare una tensione compresa tra i 3V ai 14V. La tensione di uscita va dai 0,75 ai 5V con una corrente di uscita prossima ai 10A. Questo convertitore viene usato negli alimentatori dei Notebook.

Modulatore

È un modulatore ad alte prestazioni progettato per impianti wireless nelle infrastrutture. L'LTC5598, è in grado di eseguire la conversione diretta dei canali I e Q, di un segnale RF. Non solo è adatto per applicazioni via radio, ma viene anche utilizzato nei sistemi punto-punto, televisione via cavo, GSM, CDMA2000. La sua tensione di alimentazione è compresa dai 4 ai 5V con un consumo di corrente pari a 168mA.

10AMPERE A 1,6V

Nello schema è riportata un'applicazione del TPS51113. in questa applicazione il circuito integrato eroga in uscita una tensione di 1.6V con una tensione di ingresso pari a 12V. La corrente che riesce ad erogare è pari a 10 A ,ottenendo così una potenza pari a 16W, ideale per alimentare schede da computer o per realizzare un piccolo alimentatore.

4-5 dicembre 2010

Expoelettronica - FORLI'

Alla Fiera di Forlì appuntamento con uno dei più importanti eventi nazionali "consumer" di settore: quello con Expo Elettonica. Le cifre sono quelle delle grandi occasioni: circa 400 espositori, 20.000 mq di esposizione e circa 29.000 visitatori attesi alla manifestazione. Expo Elettronica ha un pubblico vasto ed eterogeneo: appassionati del "fai da te", elettro-riparatori, "smanettoni", radioamatori, "cacciatori" di buone occasioni o pezzi rari; questo perché propone un panorama merceologico e un calendario di eventi collaterali veramente ricchissimo.

Al suo interno si svolge uno degli appuntamenti più caratteristici ed atteso: il mercatino dell'usato.

Dove: *Forlì (FC)* **Quando:** *4-5 Dicembre 2010*

Orari: *dalle 9.00 alle 18.00* **Organizzazione:** *Blunautilus*

info: www.expoelettronica.it

CODICE MIP 2797313

11-12 dicembre 2010

EXPOELETTRONICA - CREMONA

Expo Elettronica, il grande circuito di mostre mercato dedicate all'elettronica professionale e di consumo, fa tappa a Cremona con un appuntamento dedicato al pubblico lombardo ed emiliano. La rassegna, 'l'anello mancante' fra "antiquariato tecnologico" e "applicazioni futuribili", propone una miriade di oggetti e applicazioni indispensabili come computer, software, periferiche, home theatre, telefonia fissa e mobile, accessori, ricambi, gadget elettronici e digitali. In fiera anche un simpatico mercatino dell'usato, dalle radio old style ai primi pc e tanta componentisitca e curiosità. L'appuntamento di Cremona Fiere, a ridosso delle vacanze natalizie, offre un'occasione imperdibile per grandi affari last minute e idee regalo per tutta la famiglia.

Dove: Cremona

Quando: 11-12 Dicembre 2010

Orari: dalle 9.00 alle 18.00

Organizzazione: Blunautilus

info: www.expoelettronica.it

CODICE MIP 2797315

11-12 dicembre 2010

Radiantistica Elettronica

31ª Mostra Mercato Nazionale della Radiantistica Elettronica:

- Materiale radiantistico per C.B. e radioamatori
- Apparecchiature per telecomunicazioni
- Surplus
- Telefonia
- Computers
- Antenne e Parabole per radioamatori e Tv Sat
- Radio d'epoca
- Editoria specializzata

All'interno della manifestazione si terrà l'11° Mercatino del Radioamatore: libero scambio tra privati di apparecchiature amatoriali. In collaborazione con Associazione Radioamatori Italiani - Sezione di Civitanova Marche. Disco: Mostra mercato del disco usato in vinile e CD da collezione.

Dove: Civitanova Marche **Quando:** 11-12 Dicembre 2010
Orari: dalle 9.00 alle 18.00 **Organizzazione:** ERF

info: www.erf.it

CODICE MIP 2797319

11-12 DICEMBRE 2010

MONDO ELETTRONICA AREZZO

Dopo i notevoli risultati ottenuti nelle fiere di Bologna, Ferrara e Ravenna, Exposition Service organizza un nuovo appuntamento del circuito di fiere dell'elettronica "MONDO ELETTRONICA". La nuova sede è nel cuore della Toscana, regione poco frequentata da fiere di settore ma con pubblico competente e voglioso di novità tecnologiche. La fiera si svolge nella città di Arezzo in data 11-12 dicembre, a ridosso delle Festività Natalizie.

Dove: *Arezzo* **Quando:** *11-12 Dicembre 2010*
Orari: *dalle 9.00 alle 18.00* **Organizzazione:** *Exposition Service*

info: www.mondoelettronica.net

CODICE MIP 2797323

19-20 DICEMBRE 2010

MARC DI GENOVA

Con il Natale alle porte arriva in Fiera a Genova il 19 e il 20 dicembre il Marc, una delle migliori occasioni per lo shopping tecnologico, A caratterizzare la rassegna delle attrezzature e della componentistica radioamatoriale organizzata da Studio Fulcro con il patrocinio dell'ARI - Associazione Radioamatori Italiani sarà il software libero. Tre associazioni liguri - Govonis, Lugge (Linus Users Group Genova) e Alid (Associazione per Libertà Informatiche e Digitali) - saranno presenti a Marc con uno stand interattivo interamente dedicato al mondo di GNU-Linux e del Software libero.

Dove: *Genova* **Quando:** *19-20 Dicembre 2010*
Orari: *dalle 9.00 alle 18.00* **Organizzazione:** *Studio Fulcro*

info: www.studio-fulcro.it

CODICE MIP 2797325

STRENN
Regalati o regalal
Abbonamento a
Fare Elettronica (11 numeri)
+ Elektor (11 numeri)
+ Firmware CLUB (6 numeri)
+ eBook a scelta
a soli **€ 89,50**
anzichè ~~€ 119,00~~
Abbonamento
a Fare Elettronica (11 numeri)
+ Elektor (11 numeri)
+ eBook a scelta
a soli **€ 79,50**
anzichè ~~€ 103,90~~
OFFERTA VALIDA FINO AL 7/1/2011

E DI NATALE

o per Natale ad un amico

Abbonamento a Fare Elettronica (11 numeri)
+ eBook a scelta a soli
€ 49,50 anzichè ~~€ 69,40~~

Nome .... Cognome ....

Via .... Cap ....

Città .... Prov. ....

SCEGLI IL TUO REGALO

- ☐ 3 abbonamenti alle riviste più ebook (barrare la scelta a fianco) ☐ MicroC ☐ Pic micro ☐ Smartcard ☐ CPLD ☐ Alimentatori Switching ☐ Amplificatori operazionali
- ☐ Abbonamento a 2 riviste più ebook (barrare la scelta a fianco) ☐ MicroC ☐ Pic micro ☐ Smartcard ☐ CPLD ☐ Alimentatori Switching ☐ Amplificatori operazionali
- ☐ Abbonamento a 1 rivista più ebook (barrare la scelta a fianco) ☐ MicroC ☐ Pic micro ☐ Smartcard ☐ CPLD ☐ Alimentatori Switching ☐ Amplificatori operazionali

METODI DI PAGAMENTO

☐ **BONIFICO BANCARIO** ☐ **BOLLETTINO POSTALE** ☐ **CARTA DI CREDITO** (compilare sotto)

☐ MasterCard ☐ VISA

TITOLARE ....
NUMERO ....
DATA DI SCADENZA .... CODICE DI SICUREZZA ....

INVIARE IL MODULO D'ORDINE A: Inware Edizioni srl, via Cadorna 27/31 - 20032 Cormano (MI) - oppure via FAX allo 02 66508225
(Inviando questo modulo si accettano i termini e le condizioni riportate a tergo)

Nome .... Cognome ....
Indirizzo .... n° ....
Cap .... Città .... Prov ....
Tel .... Fax .... Email ....
Ragione Sociale ....
Codice fiscale .... Partita IVA ....
DATA .... FIRMA .... ☐ Fattura

di ANTONIO GIANNICO

La tecnologia CMOS

dalle origini ai giorni nostri

Che la CMOS sia la principale tecnologia elettronica che consenta di realizzare circuiti integrati ad elevato livello di integrazione come è tipico delle moderne CPU è cosa ben nota. Ma quali sonole sue origini e quale è stata la sua evoluzione? Quali sono i processi tecnologici che consentono la realizzazione dei circuiti integrati CMOS, quali i rispettivi limiti fisici e fino a quando sarà possibile incrementarne ulteriormente il livello di integrazione?

La tecnologia *CMOS* (*Complementary Metal-Oxide Semiconductor*) è la principale tecnologia utilizzata in elettronica per la realizzazione dei circuiti integrati. Per comprendere molti degli aspetti di questa tecnologia è possibile prendere come riferimento una porta logica CMOS, per esempio NOT. Si tratta di una struttura circuitale costituita dalla serie di una rete di "Pull-Up" ed una di "Pull-Down". La rete di Pull-Up è costituita di soli P-MOS e inversamente la rete di Pull-Down è costituita di soli N-MOS. Comprendere tutti gli aspetti tecnologici che caratterizzano la fabbricazione di un invertitore CMOS in forma integrata equivale a comprendere gli aspetti tecnologici di fabbricazione di qualunque circuito integrato CMOS. Per questo motivo, dopo aver analizzato brevemente l'origine e l'evoluzione della tecnologia CMOS, analizzeremo in dettaglio i processi di fabbricazione di un inverter CMOS integrato. Infine cercheremo di comprendere quali siano i limiti fisici di questi processi. Supporremo che il lettore conosca già la fisica strutturale e di funzionamento di un *MOSFET* in modo da focalizzare l'attenzione sugli aspetti tecnologici tipici dei processi produttivi dei C.I. CMOS.

LE ORIGINI DELLA TECNOLOGIA MOS

Molti degli studi che portarono all'invenzione dei transistori bipolari consentirono di approfondire gli effetti di un campo elettrico sulla conduzione elettrica all'interno dei semiconduttori. Il tentativo di realizzare dispositivi *FET* (*Field Effect Transistor*, cioè ad effetto di campo) fu evidente già nel 1951 quando Shockley propose il transistore *JFET*. All'epoca la realizzazione di transistor di questo tipo presentava difficoltà di natura tecnologica che vennero superate solo con l'introduzione del processo di fabbricazione planare e della passivazione con ossido di silicio (SiO_2). Questi progressi consentirono nel 1958 di costruire il primo JFET ad opera di Teszner in Francia. Le stesse tecniche che consentirono di realizzare i JFET portarono in breve tempo alla realizzazione di un dispositivo che nel tempo si sarebbe rivelato ancora più importante, in quanto avrebbe dato origine alla principale tecnologia realizzativi dei circuiti integrati: il transistore a effetto campo *Metallo-Ossido-Semiconduttore (MOSFET)*. Ma cos'è esattamente un Mosfet da un punto di vista strutturale e fisico? La struttura di un Mosfet **(figura 1)** è composta da elettrodo metallico (*gate*) su ossido di silicio (SiO_2) interposta tra due elettrodi realizzati nel semiconduttore (*source e drain*). La corrente nel "*canale*" tra source e drain può essere controllata, fissata la tensione tra drain e source, applicando una tensione appropriata tra il gate e il semiconduttore. Atalla e Kahng (1960), presso i laboratori Bell, riportarono il primo dispositivo siffatto. L'interesse verso questo tipo di dispositivo a cavallo degli anni '60 era legato soprattutto al fatto che se ne intravvedeva la possibilità di impiego nello sviluppo di una tecnologia integrata dei circuiti elettronici soprattutto di natura digitale. In effetti nei primi anni '60 Hofstein ed Heiman della RCA misero a punto un brevetto per un procedimento realizzativo di MOSFET adatto proprio alla fabbricazione integrata. Il perfezionamento del processo di fabbricazione portò alla nascita della tecnologia CMOS. Tutto ciò diede forte impulso allo sviluppo dell'industria dei calcolatori, sviluppo rimasto continuo ed inarrestato praticamente fino ai giorni nostri. Infatti l'evoluzione della tecnologia CMOS ha consentito nel corso di questi decenni di realizzare circuiti sempre più veloci, con con-

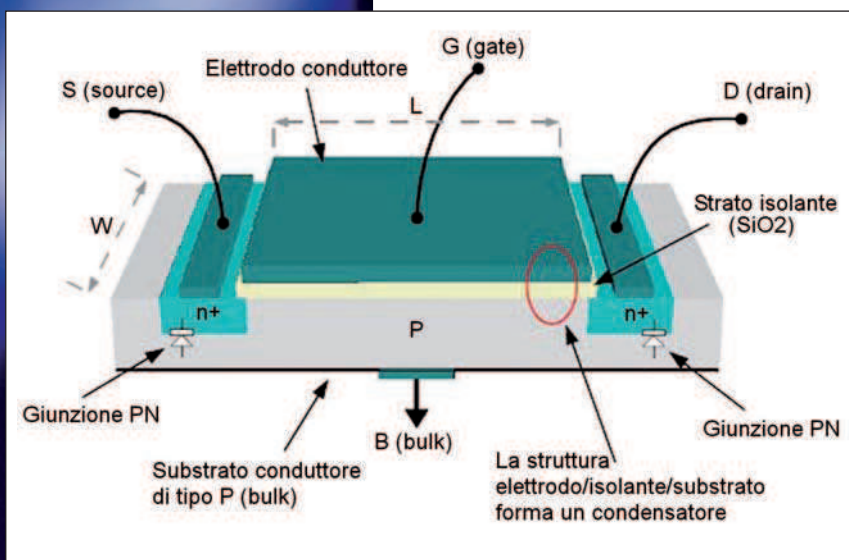



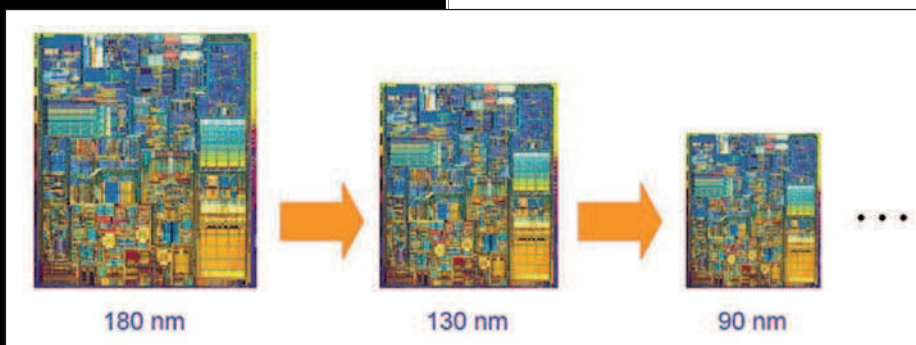
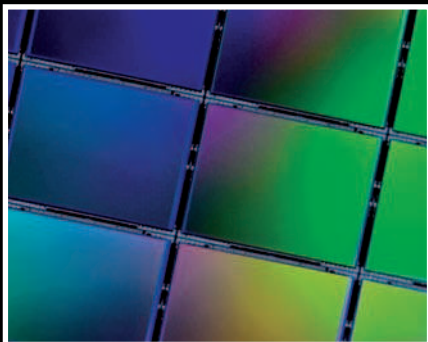
Figura 1: struttura del transistor mosfet. L e W sono rispettivamente la lunghezza e la larghezza del canale. Le dimensioni vanno da poche decine di nanometri per i dispositivi di segnale fino ai millimetri per i dispositivi di potenza

sumi di energia sempre più ridotte, densità di integrazione sempre maggiori e clock e prestazioni via via superiori. Tutto questo è stato possibile soprattutto perché la tecnologia MOSFET ha consentito negli anni di adottare tecniche di scaling **(figura 2)** difficilmente pensabili per i C.I. bipolari a tutto vantaggio dei crescenti livelli di integrazione. Ne è dimostrazione il fatto che anche se le prime memorie RAM vennero sviluppate usando transistori bipolari nel 1970 (erano in grado di immagazzinare circa 1000 bit d'informazione), già negli anni successivi la tecnologia CMOS prese il sopravvento tanto che nel 1973 erano già disponibili RAM in chip da 16000 bit, nel 1978 da 64000 bit e nel 1982 288000 bit. Nel 1986 erano disponibili chip da 1000000 di bit e la crescita è continuata inarrestata fino a di giorni nostri. Il fatto che l'industria dei calcolatori costituì una spinta forte allo sviluppo delle tecnologie CMOS è innegabile **(figura 3)**: basti pensare che oltre la metà dei circuiti integrati MOS prodotti nel 1970 era usata nella fabbricazione dei calcolatori. In realtà la tecnologia CMOS consentì presto applicazioni anche in ambito analogico, mixed-signal e dei CCD. L'aumento esponenziale nel corso degli anni della densità di componenti dei chip CMOS è la conseguenza dei miglioramenti dei processi di fabbricazione specie per quanto attiene l'introduzione e lo sviluppo della crescita epitassiale (1960), la produzione delle maschere con fascio elettronico (1969) e soprattutto l'impiantazione ionica (1971).

Figura 2: le tecniche di scaling hanno permesso di aumentare progressivamente il livello di integrazione della tecnologia CMOS grazie al miglioramento della risoluzione delle tecniche fotolitografiche.

Figura 3: CPU Quad: Core Intel a 3,06 GHz (Tecnologia CMOS 45 nanometri).

DALLA TECNOLOGIA P-MOS ALLA TECNOLOGIA CMOS

La tecnologia CMOS che ha ricoperto negli ultimi decenni un ruolo preponderante nell'ambito dell'elettronica integrata può essere considerata la naturale evoluzione delle tecnologie n-MOS e p-MOS rispetto alle quali presenta il grande vantaggio di ridurre fortemente la dissipazione di potenza statica. Infatti la logica CMOS ha una dissipazione statica virtualmente nulla in quanto uno dei due transistor è sempre interdetto; la dissipazione si ha in commutazione in misura proporzionale alla frequenza di clock. Il trascurabile consumo di potenza statica va a favore non solo del bilancio di potenza complessivo ma anche e soprattutto del livello di integrazione che tanta importanza ha avuto nello sviluppo della tecnologia CMOS. Questa tecnologia presenta, rispetto alla tecnologia bipolare un altro indubbio vantaggio: un mosfet può essere collegato in modo da svolgere

PER approfondire...

[1] S.A. Campbell - "The Science and Engineering of Microelectronic Fabrication", cap. 16 (CMOS Technologies).
[2] P. R. Gray, R.G. Meyer - "Circuiti integrati analogici" - McGraw-Hill.
[3] R.J. Baker, H.W. Li and E. Boyce - "CMOS, circuit design, layout and simulation" - IEEE Press.
[4] F. Sonnati - "Tecnologie da sogno, Nanotecnologie e tecniche di integrazione", 15 December 2001
http://www.lithium.it/Nanotecnologie & Chip.htm.

Glossario di alcuni termini ricorrenti

WAFER: disco di silicio di diametro normalmente compreso tra 7,5cm e 23cm e spessore inferiore ad 1mm, si ottiene affettando un lingotto di silicio monocristallino che a sua volta è ottenuto con il metodo Czochralski. Un fuso di silicio policristallino ottenuto in un crogiolo mediante riscaldamento a radiofrequenza, viene mantenuto a 1425°C; in esso viene immerso un seme di silicio monoicristallino che viene poi ruotato ed estratto dando origine al lingotto monocristallino con ritmi di crescita tra i 3cm/h ed i 18cm/h.

OSSIDAZIONE DRY: l'ossidazione della superficie del wafer avviene riscaldandoli in una atmosfera ossidante contenente ossigeno; ne deriva un processo

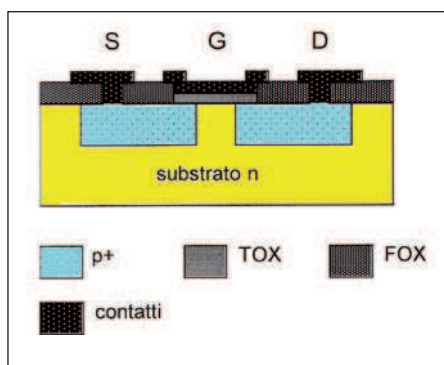



Figura 4: struttura tipica di un transistor p: MOS.

la funzione di resistore o di condensatore facilitando la realizzazione di interi circuiti integrati anche molto complessi composti esclusivamente da strutture MOS il tutto ancora una volta a favore dell'integrazione. Non a caso la tecnologia CMOS raggiunge livelli di integrazione diverse volte superiori rispetto a quelli della tecnologia bipolare. Anche gli step costruttivi dei processi di fabbricazione dei circuiti integrati CMOS sono più facilmente controllabili rispetto a quelli della tecnologia bipolare. Quanto detto giustifica il ruolo preponderante che la tecnologia CMOS ha assunto fin dall'inizio nell'elettronica integrata.

La struttura della zona attiva di un MOS **(figura 1 e figura 4)** è costituita alla base da uno sottile strato di ossido di silicio accresciuto su un substrato di silicio. Il tutto è ricoperto da uno strato di alluminio (terminale di gate). In una struttura fisica di questo tipo la conduzione avviene grazie alla formazione di un canale conduttivo sotto il gate dovuto alla polarizzazione del gate stesso (tensione gate-source). Sia il p-MOS (MOS a canale P) che l'n-MOS (MOS a canale N) sono dispositivi unipolari; la lettera "P" o "N" indica il tipo di portatore protagonista della conduzione lungo il canale. Nel caso p-MOS (storicamente il primo dei due ad essere utilizzato) la conduzione è affidata alle lacune mentre nel caso n-MOS è viceversa affidata agli elettroni. L'utilizzo dell' n-MOS è storicamente avvenuto dopo l'introduzione del P-MOS per problemi di natura tecnologica. Successivamente diversi motivi, prevalentemente di natura prestazionale legati al fatto che gli elettroni presentano una maggiore mobilità rispetto alle lacune, hanno portato a preferire la tecnologia n-MOS a quella p-MOS. Maggiori mobilità comportano infatti a parità di dimensioni fisica e tensioni applicate, correnti più elevate e velocità di risposta e frequenze di clock superiori. Nel tempo la risoluzione dei processi di fabbricazione dei circuiti MOS è andata via via migliorando e la progressiva riduzione delle dimensioni degli stessi transistor ha portato all'aumento dei livelli di integrazione. Già da parecchi anni i circuiti integrati MOS sono realizzati in tecnologia ampiamente submicrometrica (i processori Pentium di Intel, per esempio, già nel 2004 utilizzavano tecnologia CMOS 90 nm). Spinti livelli di integrazione tuttavia oltre a migliorare le prestazioni dei circuiti e ad aumentare la produttività del processo di fabbricazione (riducendone i costi) comportano la necessità di disporre di processi di fabbricazione con maggiore potere risolutivo e sono accompagnati dal pericolo di un maggior riscaldamento del chip dovuto proprio all'elevato livello di integrazione e quindi dal pericolo di un più rapido invecchiamento e da una diminuzione di affidabilità. La struttura fisica del dispositivo, soprattutto nelle prime tecnologie MOS, era caratterizzata da una notevole sovrapposizione tra il gate e le regioni diffuse di source e di drain in modo da assicurare

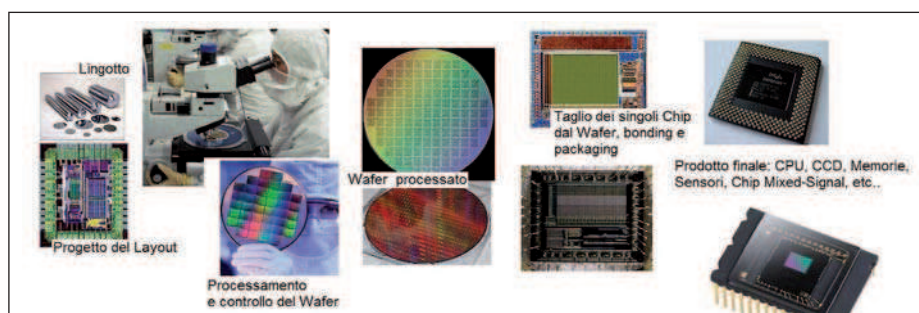



Figura 5: la realizzazione di un chip parte dalla disponibilità di un lingotto da cui ricavare il wafer e da un progetto di layout del C.I., quindi prosegue con il taglio del lingotto ed il processamento del wafer. Infine il taglio del wafer consente di ottenere i singoli chip che sono sottoposti a bonding e pakaging.

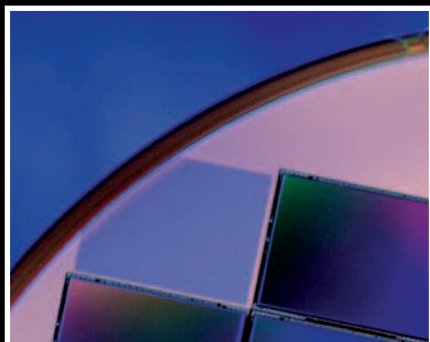
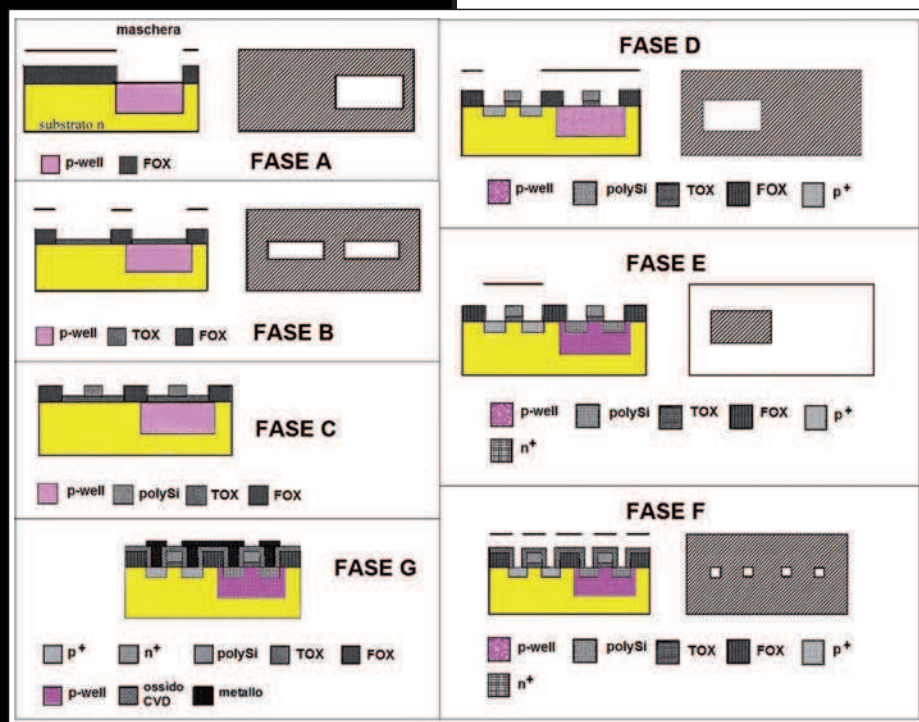
nell'ambito della tecnologia CMOS

per velocizzare il quale si utilizzano temperature di circa 1200°C.

OSSIDAZIONE STEAM: l'ossidazione della superficie del wafer avviene riscaldandoli in una atmosfera ossidante. L'atmosfera contiene vapor d´acqua, ne deriva un processo rapido per il quale è sufficiente una temperatura compresa tra 900°C e 1000°C. che produce tuttavia ossido di scarsa qualità. L'ossido ottenuto ha un volume circa doppio rispetto al volume del silicio consumato e si espande equamente in entrambe le direzioni verticali.

POLISILICIO: struttura in silicio non monocristallina principalmente utilizzato al posto del metallo per realizzare i gate dei MOS.

IMPIANTAZIONE: metodo di drogaggio in base al quale la superficie del silicio viene bombardata con atomi donori o accettori aventi elevata energia, a temperature superiori a 800°C.

CVD: Chemical Vapor Deposition –Deposizione chimica da fase vapore.

il completo controllo della zona di canale attraverso la tensione di gate **(figura 4)**. Questa caratteristica fisica comportava aumento delle dimensioni fisiche dei dispositivi, insorgenza di elevate capacità parassite e limitate prestazioni in frequenza.

ASPETTI TECNOLOGICI E PROCESSI DI FABBRICAZIONE

La realizzazione di un circuito CMOS prevede la presenza, sullo stesso chip, di dispositivi sia n-MOS che p-MOS; ciò teoricamente presupporrebbe la presenza di entrambi i tipi di substrato (tipo p e tipo n rispettivamente). In realtà la tecnologia CMOS più semplice prevede una cosiddetta well, cioè tasca all'interno del substrato, tasca all'interno della quale si realizza il transistor complementare. Più in generale esistono tre principali tecnologie di realizzazione di un circuito CMOS:

- *tecnologia p-well* (e la sua complementare n-well);
- *tecnologia twin-tub;*
- *tecnologia S.O.I. (e la analoga S.O.S.);*

In ogni caso la realizzazione di un C.I. CMOS parte sempre dalla disponibilità di un lingotto di Silicio da cui ricavare il wafer e da un progetto di layout del circuito integrato. Il taglio del lingotto ed il processamento del wafer così ottenuto consente di ottenere più chop contemporaneamente. Il taglio del wafer processato permette di separare i singoli chip che sono quindi sottoposti a bonding e pakaging **(figura 5)**.

LA TECNOLOGIA P-WELL ED N-WELL DI PRIMA GENERAZIONE

La realizzazione di un circuito CMOS presuppone la realizzazione di una well che ospiti il transistor complementare rispetto a quello realizzato fuori dalla well. Nel caso p-well la tasca o well presenta drogaggio di tipo p; al suo interno viene realizzato il transistor n-MOS mentre il p-MOS è realizzato al di fuori, nella zona di substrato di tipo n. Nel caso n-well, viceversa, la well presenta drogaggio di tipo n, al suo interno viene realizzato il transistor p-MOS mentre l'n-MOS è realizzato al di fuori di essa nella zona di substarto di tipo p. Il progetto di layout ed il processo di fabbricazione tiene conto delle differenze fisiche tra p-MOS ed n-MOS: la mobilità dei portatori nel silicio per gli elettroni risulta da 2,5 a 3 volte maggiore rispetto a quella delle lacune il che comporta un dimensionamento per la larghezza di canale maggiore per i p-MOS. Se consideriamo per esempio un inverter CMOS, per avere uguali tempi di commutazione è necessario che i due transistor presentino uguale la seguente quantità:

$$\beta = \mu \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} \frac{W}{L}$$

poiché ad essa risulta proporzionale la corrente di canale, se si suppone che i due MOS complementari presentino le stesse tensioni applicate e la stessa tensione di soglia (ε_{ox}: costante dielettrico del silicio, t_{ox}:spessore dell'ossido sotto il gate; W:larghezza del canale; L:lunghezza del canale,μ: mobilità degli elettroni in un n-MOS e di una lacuna in un p-MOS). Evidentemente, non potendo agire sul mezzo, né sullo spessore dell'ossido che tecnologicamente è definito, e nemmeno sulla lunghezza di canale che è imposta dalla tecnologia, l'unico parametro su cui è possibile "giocare" è la larghezza di canale.

PER *approfondire...*

[5] L. Marchetti - "Le frontiere del silicio", 16 November 2002 - http://www.lithium.it
[6] L. Marchetti - "Introduzione alla tecnologia SOI", 17 Luglio 2001 - http://www.lithium.it
[7] M. Corrrà - "Interconnessioni metalliche nei chip", 08 Settembre 2003 - http://www.lithium.it
[8] A. Cazzolli - "Dossier sulle metallizzazioni in rame", 08/04/2004 - http://www.lithium.it

Figura 6: fasi di processo per la realizzazione dei C.I. CMOS in tecnologia p: well.

Evidentemente allora è necessario imporre:

$$\mu_n W_n = \mu_p W_p \Rightarrow \frac{\mu_n}{\mu_p} = \frac{W_p}{W_n} \approx 2.8$$

cioè la larghezza di canale del p-MOS deve essere maggiore di quella dell'n-MOS di un fattore circa uguale a 2,8. Il dispositivo realizzato n-MOS, è più performante di quello p-MOS, ma lo stesso tipo di transistor realizzato nella zona di substrato è più performante di quello realizzaro nella well, per cui molto spesso si realizza l' n-MOS all'interno della well (p-well). La fabbricazione di un CMOS in tecnologia p-well, supponendo di partire da un substrato di silicio debolmente drogato di tipo n, si effettua in conclusione attraverso le seguenti fasi di processo **(figura 6)**:

FASE A. Si ossida la superficie del substrato di silicio leggermente drogato n ottenendo il cosiddetto ossido spesso (FOX-Field Oxide, spessore: alcuni micrometri). Mediante fotolitografia si effettua deposizione di fotoresist, sulla superficie di ossido spesso, esposizione a raggi UV attraverso una maschera, sviluppo dello stesso fotoresist ed l'etching del FOX nella zona rimasta scoperta dallo stesso resist. Il risultato è l'apertura una finestra per la realizzazione della p-well. A questo punto si esegue la rimozione del fotoresist; la superficie superiore del wafer appare come uno strato di ossido spesso con una finestra aperta verso il substrato. Mediante diffusione termica si diffonde drogante di tipo p, tipicamente Boro (B) ad una profondità di qualche micrometro all'interno della finestra formando la cosiddetta p-well. Il drogante penetra facilmente nella zona di finestra ma risulta schermato nella zona coperta dall'ossido spesso.

FASE B-Mediante ossidazione si ottiene una ricrescita dell'ossido spesso nella zona di well. Una nuova fotolitografia ottica comprendenti i soliti passi di deposizione, esposizione e sviluppo del fotoresist e successivo etching dell'ossido spesso consente di aprire due finestre, una in corrispondenza della well ed una in corrispondenza del substrato. Queste due aree ospiteranno le zone attive dei due MOS. Mediante una nuova operazione di ossidazione si ottiene l'accrescimento dell'ossido sottile (TOX-Thin Oxide, tipicamente di decine o centinaia di nanometri) sulla superficie di silicio delle due finestre mediante un procedimento di ossidazione definito dry in contrapposizione con il processo di realizzazione dell'ossido spes-

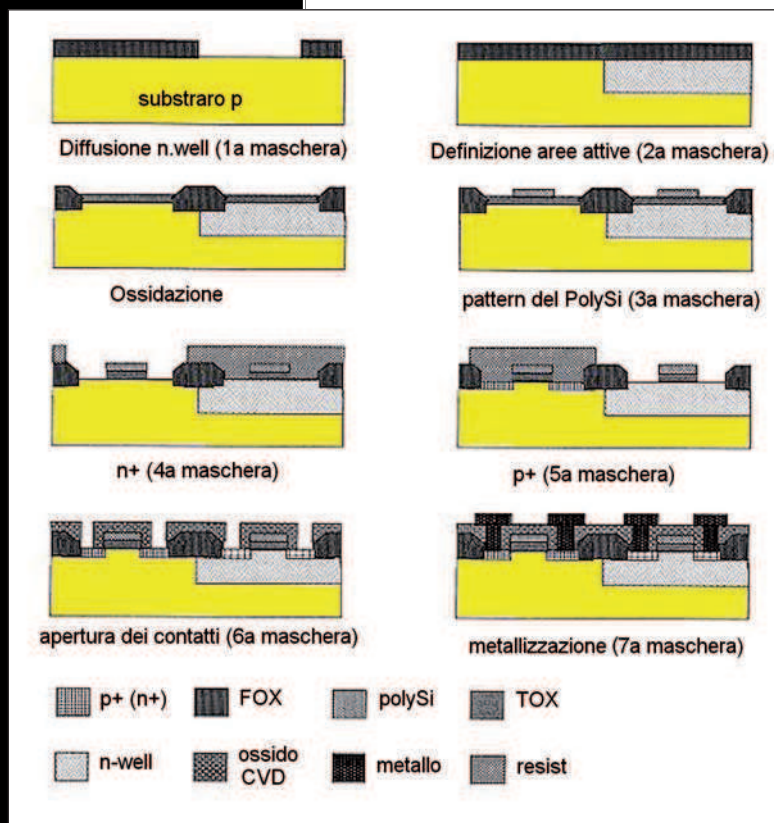



Figura 7: fasi di processo per la realizzazione dei C.I. CMOS in tecnologia n: well.

PER *approfondire...*

[9] AN-600-Understanding Latch-Up in Advanced CMOS Logic Fairchild Semiconductor Application Note January 1989 Revised April 1999
[10] Articoli vari dal sito http://www.lithium.it
[11] Articoli vari dal sito di IBM
[12] Why BiCMOS and SOI BiCMOS? by T. H. Ning Volume 46, Numbers 2/3, 2002 Scaling CMOS to the Limits -IBM Journal of Research and Development
[13] SOI technology for the GHz era by G. G. Shahidi Volume 46, Numbers 2/3, 2002 Scaling CMOS to the Limits IBM Journal of Research and Development
[14] The future of CMOS technology. by R. D. Isaac IBM Journal of Research and Development Volume 44, Number 3, 2000 Directions in information technology

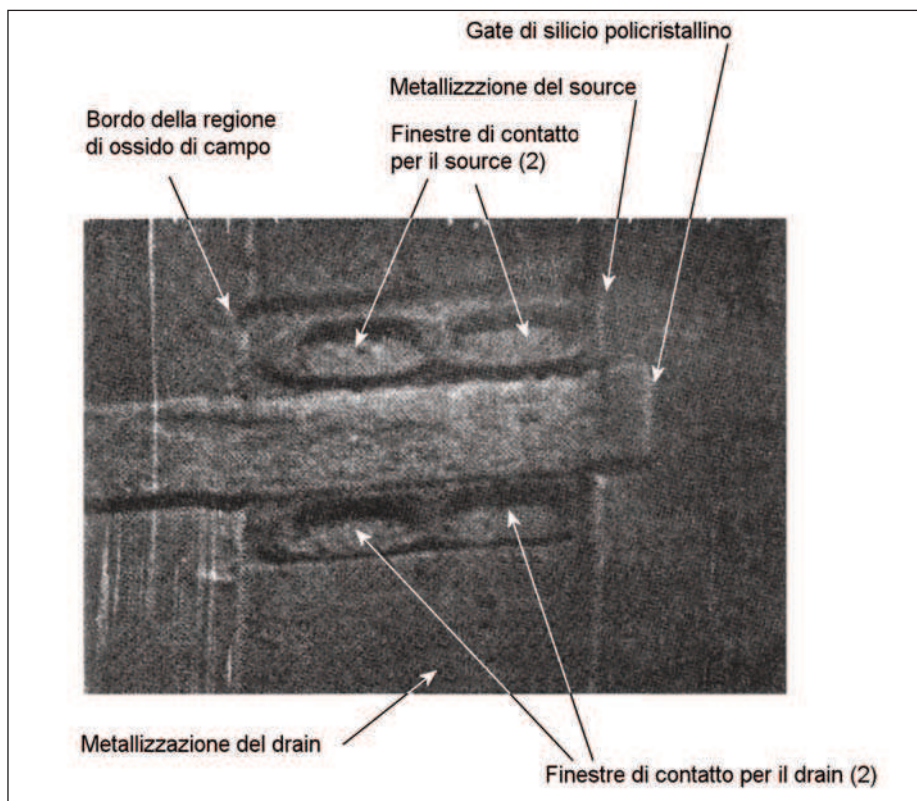



Figura 8: microfotografia di un transistor MOS [2].

so detto steam. La qualità dell'ossido sottile infatti deve essere di qualità superiore da un punto di vista cristallografico in modo da realizzare una buona interfaccia ossido-silicio che consenta un buon controllo elettrico del canale mediante la tensione di gate.

FASE C-Sulla superficie viene depositato per CVD (Chemical Vapor Depositinon) polisilicio necessario alla realizzazione dei contatti di gate. Si effettua la fotolitografia (con deposizione, esposizione e sviluppo di fotoresist) ed etching del polisilicio in eccesso e dell'ossido sottile nelle zone di source e drain.

FASE D- A questo punto si creano realmente le regioni di source e drain, generalmente per impiantazione ionica di drogante. Essendo i due transistor complementari il drogaggio delle tasche è differente: è necessario pertanto proteggere la zona occupata da un transistor quando si realizzano i drogaggi delle tasche dell'altro. A tale scopo si opera una fotolitografia per mascherare la regione occupata dall'area attiva dell' n-MOS. Si realizza per impiantazione ionica il drogaggio di tipo p di drain e di source per il p-MOS che è quello non mascherato. Durante l' impiantazione ionica, il gate è investito dal drogaggio ed il polisilicio diventa elettricamente assimilabile ad un metallo.

FASE E- Si rimuove il fotoresist dalla zona dell' n-MOS, si esegue la fotolitografia per mascherare la regione dell'area attiva del p-MOS e si esegue l'impiantazione di tipo n delle regioni di drain e di source per l'n-MOS. Normalmente il drogaggio avviene mediante fosforo (P), più raramente mediante Arsenico (As) o Antimonio (Sb). In entrambi i casi le aree di source e drain sono ottenute in maniera autoallineata.

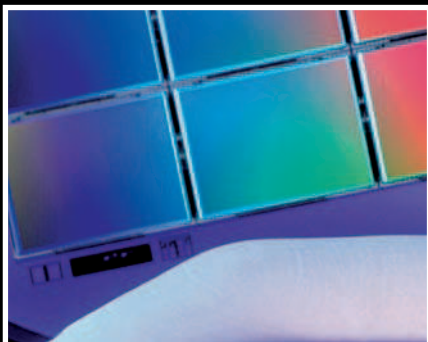
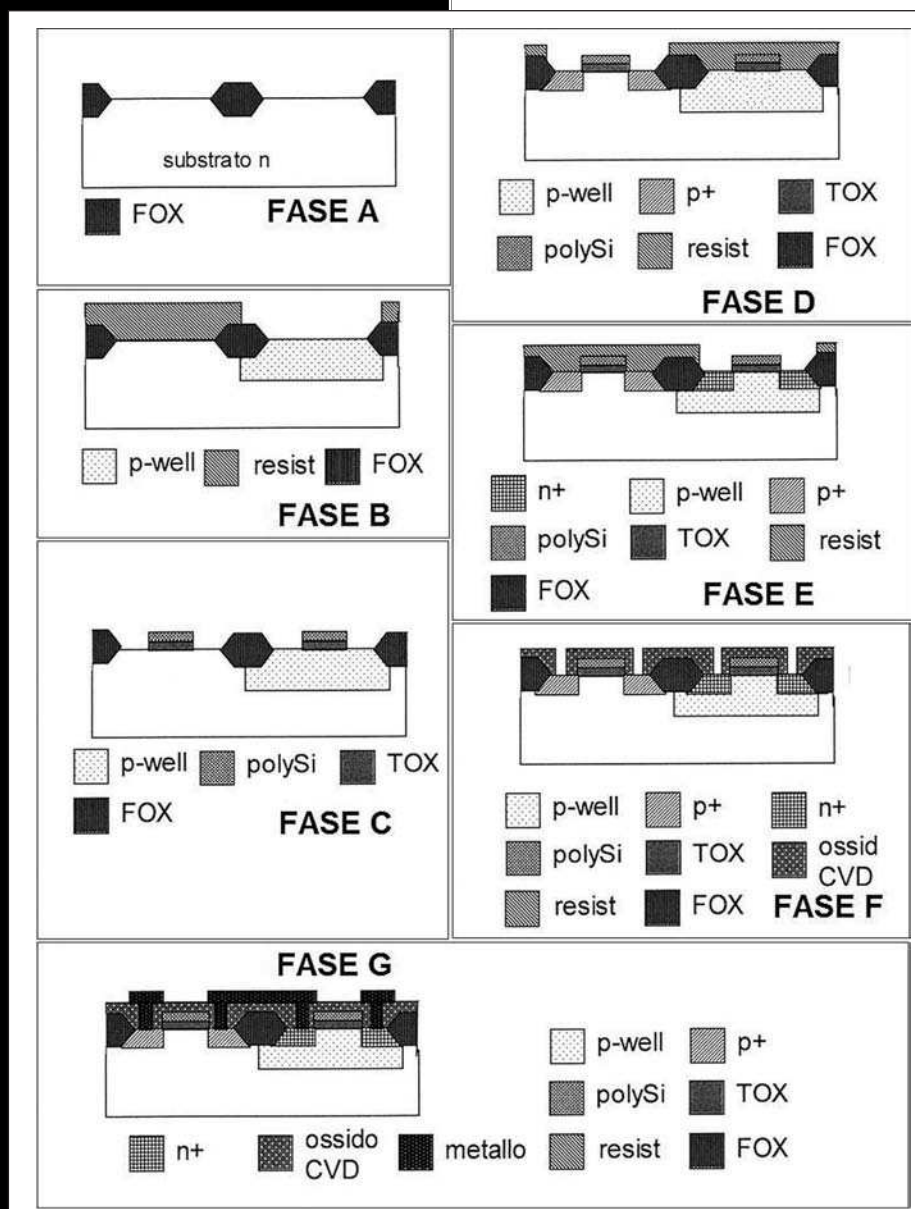
FASE F-Si rimuove il fotoresist e si i effettua la deposizione CVD di uno strato di ossido (si osservi come adesso non sia più possibile ossidare steam o dry, poiché in questo modo consumeremmo il polisilicio e le aree di source e drain) e si aprono le aree dei contatti mediante apposita fotolitografia ed etching dell'ossido di silicio precedentemente depositato.

FASE G-Si effettua la metallizzazione, in alluminio (Al) dei contatti di source e drain e delle interconnessioni; mediante fotolitografia ed etching dello stesso alluminio si definiscono correttamente i collegamenti tra i transistor che pone fine al processamento del wafer. In realtà nelle prime tecnologie CMOS l'impiantazione ionica non era ancora una tecnica matura; al suo posto era impiegata la diffusione termica la quale non consentiva la controllabilità della tensione di soglia e l'integrazione possibile con l'impiantazione ionica. La diffusione infatti, al contrario dell'impiantazione ionica è un processo tipicamente isotropo cosa che contrasta con la necessità di mantenere geometrie perfettamente definite. In **figura 7** sono riportati i passi tecnologici che caratterizzano la tecnologia CMOS complementare alla p-well, ovvero la tecnologia n-well. Quello che cambia è semplicemente il tipo di well realizzata nel substrato ed il tipo di MOS realizzato a sua volta nella well così come quello realizzato all'esterno. La struttura è perfettamente invertita, anche per quanto riguarda i drogaggi per cui gli step tecnologici da seguire sono del tutto analoghi a quelli descritti a riguardo della tecnologia p-well. Nella **figura 8** è riportata una microfotografia di un transistor MOS in cui si distinguono il gate di polisilicio, i limiti della regione di ossido di campo, le metallizzazioni di source e drain e le finestre di contatto (sono state aperte due piccole finestre rettangolari per ciascun contatto invece che una sola lunga).

TECNOLOGIA P-WELL ED N-WELL DI SECONDA GENERAZIONE

L'l'impiantazione ionica, grazie alla proprietà di essere anisotropa consente di controllare molto meglio, rispetto alla diffusione termica, la profondità di impiantazione della well (circa 1mm o meno), la definizione laterale delle aree impiantate e le concentrazioni di drogante. Essa ha caratterizzato fortemente la tecnologia CMOS di seconda generazione favorendo fortemente la miniaturizzazione ma ha necessitato della messa a punto di impiantatori mediante i quali processare contemporaneamente l'intera superficie del wafer. Supponendo di partire da un substrato di tipo p si possono individuare, per la tecnologia di seconda generazione, i seguenti passi di processo **(figura 9)**.

FASE A. Si effettua la deposizione per CVD di uno strato nitruro di silicio (Si_3N_4) sulla superficie del wafer, quindi una operazione di fotolitografia (deposizione, espo-

sizione e sviluppo del fotoresist) ed etching del nitruro. Le aree che rimangono ricoperte dal nitruro saranno destinate ad accogliere le regioni attive (source, drain e canale) dei due transistor complementari. Mediante ossidazione selettiva (LOCOS, Local Oxidation On Silicon) si accresce ossido FOX, soltanto dove necessario grazie al fatto che le regioni destinate ad ospitare le regioni attive sono ancora ricoperte dal nitruro. A questo punto il nitruro è rimosso mediante etching.

FASE B-Viene definita la regione di impiantazione della well mediante una seconda fotolitografia necessaria a definire lo strato di fotoresist che deve proteggere la parte di wafer esterna alla stessa well da realizzare. Viene quindi effettuata l'impiantazione di Boro che definisce la well. La profondità di impianto è controllata controllando l'energia di impianto.

FASE C-Il fotoresist, non più necessario viene rimosso mediante etching e si realizza l'ossido sottile di gate (TOX) mediante ossidazione dry. Si deposia per CVD un sottile ed uniforme strato di polisilicio al di sopra dell'ossido di gate dei due transistor. Mediante una terza fotolitografia si prepara la superficie del wafer all'operazione di etching del polisilicio che serve ad eliminare il polisilicio in eccesso dalle zone esterne ai gate. Ovviamente, oltre all'etching del polisilicio si esegue anche l'etching dell'ossido sottile che non deve occupare le zone di source e drain. Il fotoresist rimanente viene quindi rimosso.

FASE D-Mediante una quarta fotolitografia si rende disponibile uno strato di fotoresist che proteggerà la well durante l'operazione di impianto delle regioni di source e drain del p-MOS. L'impiantazione ionica delle regioni di drain e source per il transistor p-MOS avviene mediante Boro. Contemporaneamente si ottiene il drogaggio del polisilicio che diventa assimilabile ad un metallo dal punto di vista della conducibilità essendo anche esso esposto alla stessa impiantazione.

Il procedimento ora descritto può anche essere modificato nel seguente procedimento alternativo, sempre riferito a tecnologia p-well **(figura 10)**.

FASE A-Viene accresciuto l'ossido sottile (TOX) di gate mediante ossidazione dry e depositato il nitruro (Si_3N_4) mediante CVD. Si esegue la fotolitografia e successivo etching del nitruro in modo da definire le zone attive dei due transistor (corrispondenti alle regioni della superficie del wafer che rimangono ricoperte dal nitruro). Si effettua quindi l'etching dell'ossido di silicio, sfruttando il nitruro rimasto come maschera per proteggere l'ossido destinato a individuare le regioni attive. FASE B-supponendo di realizzare la p-well nella regione di sinistra della fetta, si esegue una fotolitografia con deposizione, esposizione e sviluppo del fotoresist, in modo tale che quest'ultimo ricopra e protegga la zona del wafer al di fuori della area destinata alla p-well.

FASE C- Si effettua un impianto ionico leggero mediante boro all'interfaccia ossido-silicio teso a correggere la tensione di soglia

Figura 9: fasi di processo per la realizzazione dei C.I. CMOS in tecnologia p: well di seconda generazione.

dell'n-MOS. Gli ioni penetrano attraverso gli strati di nitruro e ossido. Si passa quindi all'impiantazione ionica della p-well che ospiterà il transistor n-MOS.

FASE D-Si rimuove il fotoresist dalla zona che ospiterà il p-MOS e si esegue una ossidazione veloce (steam, basata su vapor d'acqua) e selettiva (LOCOS, grazie alla presenza del nitruro che impedisce la penetrazione del vapor d'acqua) per l'ottenimento del FOX (ossido spesso di campo).

FASE E-Si rimuove il nitruro mediante etching e si deposita polisilicio mediante CVD. Mediante fotolitografia si fa in modo che il fotoresist ricopra solo i due gate. Mediante etching viene eliminato il polisilicio al di fuori di tali zone e la stessa cosa si fa con l'ossido sottile sottostante in modo da realizzare le aperture di source e drain. Si elimina quindi il resist residuo.

FASE F-Si esegue una quarta fotolitografia necessaria a fornire una protezione di fotoresist per il p-MOS all'esterno della well e si esegue l'impiantazione ionica per l'altro transistor (drain e source dell'n-MOS).

FASE G-Si rimuove il fotoresist e si effettua una nuova fotolitografia (quinta) atta a rendere disponibile una nuova protezione in fotoresist per l'altro transistor (n-MOS) prima del drogaggio delle zone di drain e source per il p-MOS mediante impianto ionico di boro. Anche in questo caso viene contemporaneamente drogato il polisilicio.

FASE H- Viene rimosso il fotoresist, depositato uno strato di ossido mediante CVD, vengono aperte le finestre atte ad ospitare i contatti (sesta operazione di fotolitografia e successivo etching dell'ossido di silicio).

FASE I-Si esegue la metallizzazione mediante deposizione di alluminio e operazione di fotolitografia (settima del processo) atta a definire la geometria dei contatti e delle metallizzazioni grazie all'etching dell'alluminio in eccesso.

Figura 10: procedimento alternativo per la realizzazione dei C.I. CMOS in tecnologia p: well di seconda generazione.

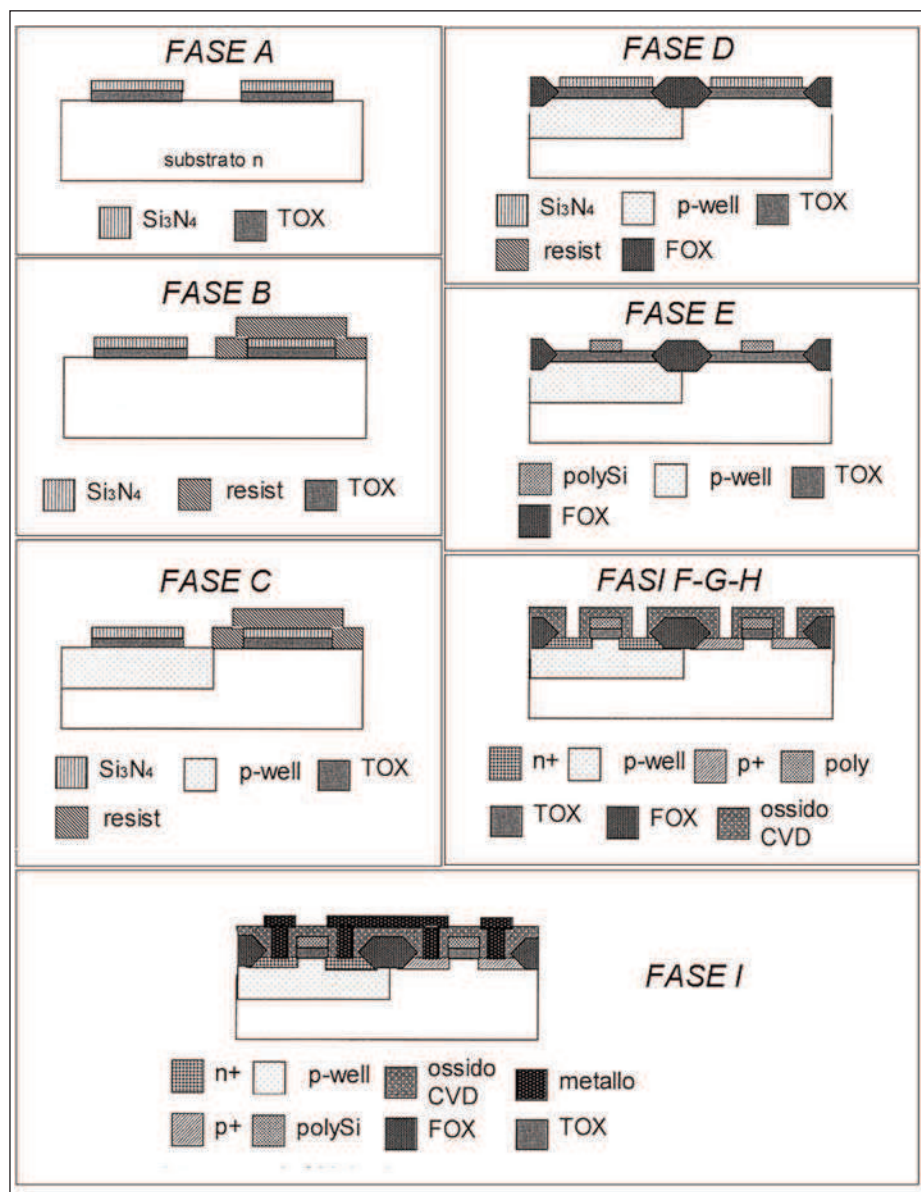



Figura 11: A) Il fenomeno del letch: up nei CMOS; B)Soluzione al problema.

IL PROBLEMA DEL LATCH-UP ED ALCUNE CONSIDERAZIONI DI NATURA TECNOLOGICA

Il latch-up è un fenomeno che può essere semplificativamente illustrato come segue. La regione ohmica p+ del contatto a Vdd, la regione di substrato (che è di tipo n) e la p-well formano in maniera del tutto indesiderata un transistor parassita pnp. Stessa cosa accade tra la regione ohmica n+ del contatto a Vss, la p-well ed il substrato (transistor parassita npn) **(figura 11)**. Se supponiamo che vi siano dei transitori di tensione di ingresso particolarmente veloci, può accadere che si inneschino delle correnti parassite di substrato, dovute per esempio alla capacità stessa del transistor i = C(dV/dt).

Queste percorrendo la resistenza Rs generano una tensione $V = R_s i_{sub}$ sulla giunzione

Figura 12: esempio di resistore (A) e di condensatore integrato in tecnologia n: well (B e C).

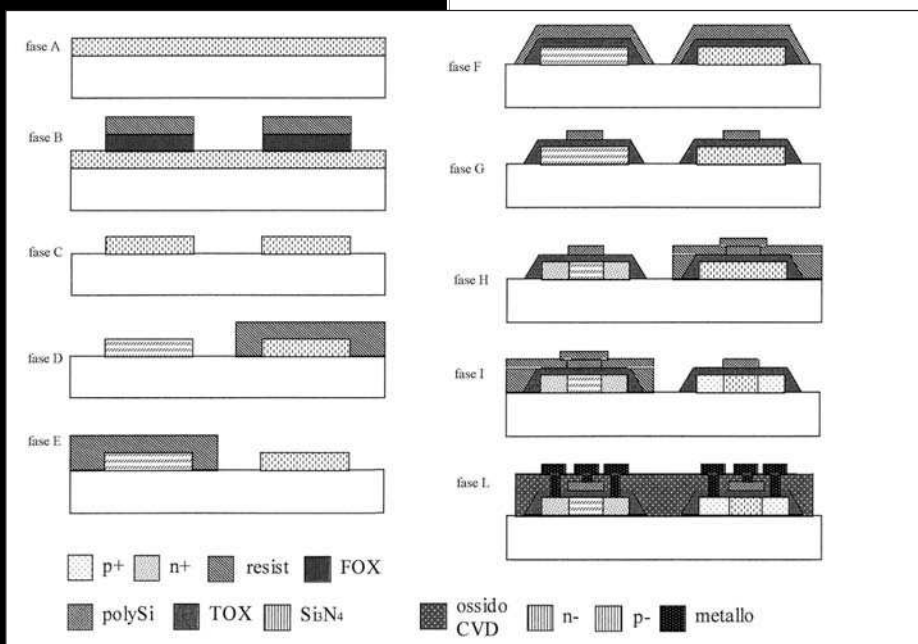



Figura 13: passi tecnologici della tecnologia CMOS SOI (Silicon on Insulator).

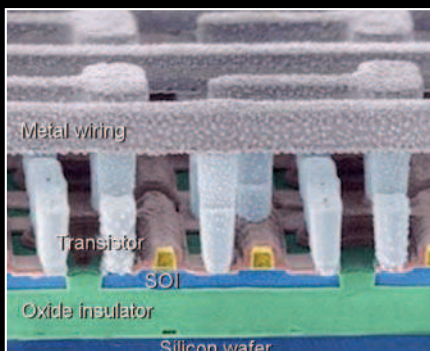



Figura 14: microfotografia di un circuiti SOI CMOS. Si Notino i transistor realizzati su substrato isolante ed il piano di metallizzazione.

base-emettitore del transistor parassita pnp. Nel caso in cui tale tensione sia sufficientemente elevata si ha l'accensione dello stesso transistor pnp e la nascita di una corrente addizionale che lo attraversa giungendo fino alla p-well attraversando la Rw. La d.d.p. che si instaura ai capi della giunzione tende ad accendere anche questo secondo BJT parassita, il quale fornisce corrente di base al pnp che tende ad aumentare ulteriormente la sua accensione **(figura 11A)**. In conclusione si innesca un fenomeno di amplificazione a valanga che genera un vero e proprio corto-circuito interno al CMOS. Occorrono contromisure tali da impedire il letch-up. Si potrebbe agire sui drogaggi in modo tale che i guadagni dei due transistor parassiti siano molto bassi, ma questa non è una strategia adottabile in quanto si interferirebbe con l'ottimizzazione costruttiva dei MOS. La strategia più economica è quella rappresentata nella **figura 11B**. Nelle immediate vicinanze della separazione well-substrato si realizzano delle regioni ohmiche con dei relativi contatti, regioni p+ ed n+ rispettivamente per la p-well ed il substrato. L'effetto è quello di creare dei percorsi di corrente in grado di drenare la corrente parassita sottraendola ai transistor parassiti. Le sacche drogate ora introdotte prendono il nome di guard rings, ovvero anelli di guardia. Il problema riguarda in realtà unicamente le tecnologie CMOS che fanno uso di well. Nel caso, per esempio, di tecnologia CMOS di tipo SOI o SOS (di cui parleremo tra breve) non può esserci alcun percorso conduttivo tra i due transistor e pertanto il fenomeno è intrinsecamente assente. Un'altra soluzione ancora più efficace è quella di realizzare delle trincee riempite di ossido che separino dielettricamente e in profondità i due transistor, tuttavia si tratta di una soluzione costosa e complessa. E' interessante osservare che quando la tecnologia CMOS non era ancora sviluppata, il materiale con cui era realizzato il gate dei MOS era alluminio; l'introduzione dell'impiantazione ionica irrinunciabile se si vogliono ottenere strutture autoallineate, ha comportato la necessità che lo stesso metallo resista a temperature più elevate ed ha spinto verso l'utilizzo di polisilicio fortemente drogato al posto dell'alluminio. Un altro aspetto che ha facilitato lo sviluppo della tecnologia CMOS è il fatto per cui il mosfet può essere collegato e utilizzato in modo tale da svolgere la funzione di resistore o quella di condensatore, permettendo di realizzare interi chip composti esclusivamente da strutture MOSFET. Nei circuiti integrati MOS i resistori vengono di solito realizzati mediante diffusione o impiantazione (resistori in polisilicio creati contemporaneamente alle regioni di gate dei

convertitori USB-seriale

compatti, performanti e convenienti

transistori, resistori di well, MOS polarizzato nella regione ohmica). Ovviamente, per la realizzazione di resistori per circuiti integrati possono anche essere impiegate tecniche di deposizione di film sottili da fase vapore (di solito nichelcromo-NiCr) e processi fotolitografici per definire le geometrie volute; il resistore metallico viene quindi ricoperto da uno strato isolante e di seguito sono aperte le necessarie finestre per la realizzazione dei contatti ohmici. Nei circuiti integrati CMOS possono essere realizzati anche i condensatori sfruttando la capacita di un transistore MOS o la deposizione di film sottili di polisilicio o di metallo tra i quali si interpone uno spessore di ossido **(figura 12)**.

Figura 15: passi di processo della tecnologia Twin: tub.

Figura 16: interconnessioni realizzate con tecnologia IBM CMOS 7S (Copper Technology). Se potessimo osservare lo spaccato di un chip dall'alto vedremmo i diversi strati di metallizzazione; ci sembrerebbe in effetti di osservare una affascinante fotografia scattata dall'alto raffigurante una città con case, palazzi e strade [5].

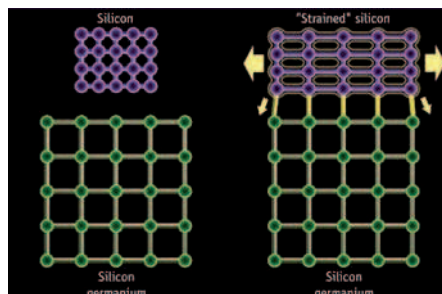



Figura 17: la tecnologia Strained Silicon [5].

L'EVOLUZIONE DELLA TECNOLOGIA CMOS: LA TECNOLOGIA SOI (E SOS)

La tecnologia SOI (Silicon On Insuletor) elimina del tutto la necessità di realizzare una well. I due transistor infatti vengono realizzati rialzati (struttura MESA) al di sopra di un substrato isolante (di solito ossido di silicio). Sul substrato viene accresciuto uno strato di semiconduttore che ospita i transistor. La successione delle fasi del processo di fabbricazione è di seguito descritta e illustrata in **figura 13**.

FASE A-Crescita epitassiale di uno strato di silicio poco drogato tipo n.

FASE B-Ossidazione steam, fotolitografia (deposizione, esposizione e sviluppo del stesso fotoresist) ed etching dell'ossido così ottenuto grazie all'ausilio dello stesso fotoresist restante. Tali operazioni consentono di definire le aree di wafer destinate ad ospitare i due transistor.

FASE C- Formazione di isole di Si separate destinate ad ospitare i singoli transistor grazie ad una apposita operazione di etching del Si in eccesso. L'ossido di silicio fa da mascherante e protegge il silicio in corrispondenza delle zone che ospiteranno i transistor. L'etching del Si raggiunge il substrato (se così non fosse l'isolamento tra i due transistor non sarebbe garantito). Definite le due isole, l'ossido che le ricopre non è più di alcuna utilità e viene pertanto rimosso mediante etching.

FASE D-mediante una seconda fotolitografia si deposita, si espone a raggi U.V. e si sviluppa del fotoresist, in maniera tale che quest'ultimo ricopra e protegga una delle due isole dall'impiantazione ionica di boro che investe l'altra isola. L'impiantazione serve a creare il giusto livello di drogaggio per il transistor che sarà ospitato.

FASE E-Si effettua la rimozione del fotoresist di cui al punto precedente, quindi mediante una terza fotolitografia si deposita e si sviluppa del fotoresist in maniera tale che quest'ultimo ricopra e protegga l'isola precedentemente esposta ad impiantazione. Si esegue quindi l'impiantazione ionica di segno opposto (con forti concentrazioni di fosforo) dell'isola protetta al passo precedente.

FASE F Si effettua la rimozione del fororesist restante e l'accrescimento dell'ossido sottile di gate mediante ossidazione dry. Successivamente si procede alla deposizione del polisilicio mediante CVD.

FASE G- si definiscono le aree di gate mediante fotolitografia ed etching del polisilicio.

FASE H- mediante una quinta fotolitografia, viene mascherato il p-MOS con fotoresist. Si esegue l'impiantazione di fosforo per la realizzazione delle aree di drain e source dell'n-MOS. Un accurato controllo dell'energia di impianto fa si che gli ioni superino lo strato di ossido (zone laterali della struttura rialzata a destra) ma non quello di ossido

di polisilicio.
FASE I- In maniera del tutto analoga si realizzano drain e source per il p-MOS mediante impiantazione di boro, dopo aver schermato l'n-MOS mediante nuovo fotoresist. Anche in questo caso il polisilicio viene drogato ma fa contemporaneamente da mascherante per l'area sottotante destinata al canale del MOS.
FASE G-Si rimuove il fotoresist e si procede alla deposizione di ossido per CVD, in modo da passivare l'intero circuito. Si esegue una settima fotolitografia il cui scopo è quello di aprire le finestre che ospiteranno i contatti, si effettua la deposizione di alluminio e si procede ad una successiva ed ultima fotolitografia ed etching che definisce i contatti e le interconnessioni sulla superficie del chip. Il processo è a questo punto concluso **(figura 14)**. La tecnologia SOI presenta indubbi vantaggi funzionali e prestazionali: è del tutto assente il letch-up poiché vi è intrinseco isolamento dielettrico tra i diversi transistor, le capacità parassite verso il substrato e verso gli altri dispositivi adiacenti sono fortemente ridotte. Questi aspetti consentono al chip di raggiungere frequenza di segnale e di clock superiori rispetto a quelle dei circuiti realizzati con le tecnologie classiche. L'assenza di aree di well consente maggiore compattezza del layout del chip, aumento della densità di integrazione e ottimizzazione della resa produttiva. Essendo il substrato isolante non si presenta alcun effetto di corpo ad influenzare la tensione di soglia dei diversi transistor. Questi vantaggi sono ovviamente accompagnati da più elevati costi produttivi. Esiste anche una alternativa tecnologica alla SOI, che ne condivide gli stessi principi realizzativi e pregi ma anche gli stessi costi di produzione: la tecnologia SOS (Silicon On Shappire) la quale si differenzia dalla SOI per l'utilizzo di zaffiro invece che ossido di silicio come substrato.

Figura 18: mosfet in tecnologia Strained Silicon [5].

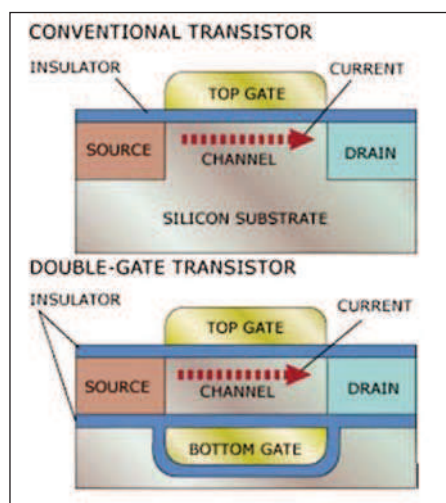



Figura 19: double gate transistor realizzato in tecnologia planare. Da notare il secondo gate sprofondato nel bulk o substrato del transistor [5].

EVOLUZIONE DELLA TECNOLOGIA CMOS: LA TECNOLOGIA TWIN-TUB

La tecnologia twin-tub prevede la realizzazione dei due transistor complementari in due well distinte (doppio pozzo, da cui twin-tub), diversamente da quanto accade nella tecnologia standard, nella quale è realizzata una sola well. I passi di processo aumentano, la struttura che si realizza è più complessa, il costo di fabbricazione cresce; in compenso migliorano le prestazioni. Per brevità evitiamo di elencare in dettaglio la sequenza di tutti i passi di processo limitandoci ad illustrarli in **figura 15**. L'ottimizzazione tecnologica consentita dal processo twin-tub viene pagata con un aumento piuttosto sensibile del numero di passi di processo e delle impiantazioni ioniche necessarie. Tutto questo comporta aumento dei costi di processo, del costo complessivo del wafer processato e di conseguenza di ciascun die presente sul wafer.

I LIMITI DELLA TECNOLOGIA CMOS E LE FRONTIERE DEL SILICIO

Gordon Moore, uno dei fondatori di Intel, nel 1965 predisse che il numero dei transistor impacchettati nel die di un processore mediamente sarebbe raddoppiato ogni 12 mesi. All'epoca il numero dei transistor di un processore era meno di un centinaio. Per avere un termine di paragone, se la medesima dinamica in atto nel mondo elettronico fosse avvenuta anche nell'industria automobilistica, ciò sarebbe equivalso a portare in pochi anni le dimensioni del motore di un'automobile a quelle di una scatola di cerini! Questa legge, detta Legge di Moore, è di natura empirica ma finora ha sempre tenuto anche se con una piccola correzione: il raddoppio è avvenuto ogni 18 mesi. Le dimensioni dei gate dei transistor si sono ridotte di circa 100 volte negli ultimi 30 anni, passando dai 12 micron degli ultimi anni '60 a meno di 0.1 micron dei processori moderni. Appare ovvio comunque che questa legge non possa essere rispettata all'infinito. Giunti a dimensioni dei transistor intorno ai 0.03 micron sembra quasi improponibile continuare a scendere dimensionalmente per motivi legati alla meccanica quantistica. I problema principali che si sono trovati e si trovano a dover affrontare gli ingegneri del silicio sono tuttavia anche altri e si presentano anche senza raggiungere i limiti dimensionali ora menzionati. Si tratta delle problematiche legate alla dissipazione termica ed alle correnti di perdita. Più un chip è piccolo, maggiore è la densità di potenza per unità di superficie che si sviluppa e più gravosi sono gli effetti termici che ne derivano. Oltretutto, la riduzione della lunghezza di canale esalta sempre più gli effetti di canale corto, rendendo sempre meno affidabile il controllo del dispositivo e i modelli matematici implementati all'interno dei simulatori di progetto. Non meno importanti diventano il problema degli elettroni caldi ("hot electron") che porta gli stessi (fortemente energizzati) ad iniettarsi all'interno dell'ossido degradandone il comportamento elettrico e quello dell'elettromigrazione conseguente alla sempre maggiore riduzione della larghezza e soprattutto dello spessore delle piste metalliche di interconnessione **(figura 16)**. Anche il numero di livelli di interconnessione con l'aumentare dell'integrazione sono andati via via aumentando. In genere i livelli di connessioni metalliche arrivano fino a sei (e già sono tantissimi!), ma già qualche anno fa erano prodotte CPU che facevano uso di ben 8 strati di metallizzazione. I fattori primari che stabiliscono il clock e quindi la velocità di commutazione di un transistor per un dato design, sono la lunghezza di canale e lo spessore dell'ossido di gate. Tuttavia le

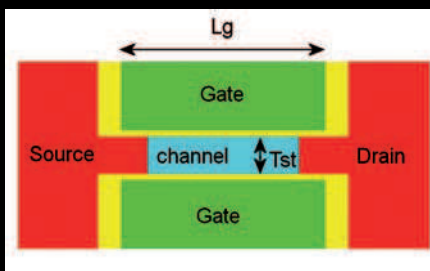
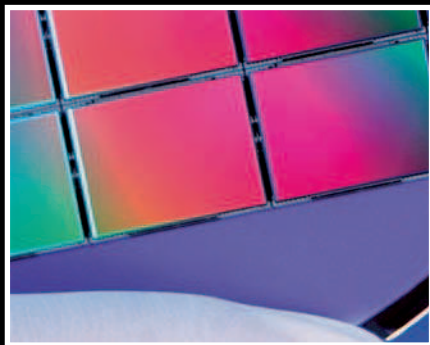



Figura 20: schema di principio del dual gate. In giallo lo spessore dell'ossido di gate. Questo schema è valido in generale, indipendentemente dal tipo di realizzazione del dual gate (planare o verticale) [5].

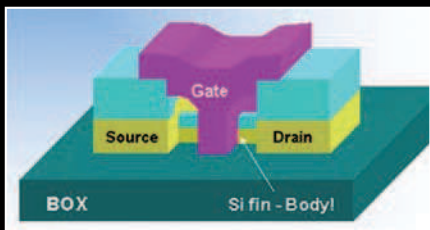



Figura 21: i Mosfet 3D presentano struttura geometrica differente da quella di un mosfet tradizionale planare; in letteratura sono chiamati mosfet verticali, ed esistono diverse varianti realizzative: la finfet è una di queste varianti. Il materiale di gate avvolge completamente il canale [5].

performance di un chip sono sempre più limitate dai ritardi RC delle interconnessioni: mentre i tempi di commutazione dei transistor si assottigliano con l'aumentare della miniaturizzazione, linee più strette comportano un aumento della resistenza e l'avvicinamento delle stesse genera ulteriori capacità parassite con conseguenze facilmente immaginabili. Le dimensioni del gate dei transistor sono ormai giunte a poche decine di nanometri. Per ridurle ulteriormente, occorre superare ostacoli come i tunnel quantistici. Non solo: è più difficile mantenere basse le correnti di perdita perchè è più difficile garantire che un transistor permanga nello stato di off. Infatti al diminuire della scala di integrazione la tensione di soglia si abbassa al punto tale che il transistor, anche quando dovrebbe essere spento rischia di entrare o restare in conduzione specie se questi deve commutare miliardi di volte in un secondo.

LE TECNOLOGIE LOW-K DIELECTRIC, STRAINED SILICON E MULTIGATE

Nuovi sviluppi tecnologici sono stati promossi negli ultimi anni da IBM, Intel e Motorola. Le tecnologie Low-K dielectric, Strained Silicon e i Transistor Multiate sono alcune di queste. Alcuni anni fa la IBM introdusse la tecnologia del rame con l'intento di ridurre le resistenze delle interconnessioni. Il passaggio non era tuttavia indolore, poiché il rame così come l'oro avvelena il silicio per cui dovette inventare un procedimento di mascheramento con cui il rame fosse tenuto separato dal silicio per mezzo di barriere di diffusione al tantalio. La tecnologia Low-K fu sviluppata dalla stessa IBM insieme a quella del rame. Se K è la costante dielettrica del materiale interposto fra i collegamenti in rame, al diminuire della distanza fra le interconnessioni situate allo stesso livello, la capacità C sale. Un sistema ovvio per ridurre C apparve pertanto quello di utilizzare materiali con bassa costante dielettrica K, low-K appunto. Riepilogando: il ritardo RC si combatte abbassando R (uso del rame) e C (uso dei materiali low-K). La tecnologia CMOS grazie ai processi di impiantazione ionica è sempre risultata adatta a procedimenti di scaling che hanno consentito di ridurre progressivamente le dimensioni dei transistor e di aumentare il livello di integrazione ma giunti ad un certo livello di integrazione non basta più scalare semplicemente le dimensioni dei transistor. Portando la lunghezza del gate del transistor a poche decine di nanometri, lo spessore del diossido di silicio che isola il gate dal canale sottostante si assottiglia fino a raggiungere pochi nanometri: il che equivale a pochi strati atomici di diossido di silicio! In queste condizioni si giunge a limiti fisici della tecnologia e la tensione di breakdown oltre la quale si ha la rottura dell'ossido diventa un problema assai rilevante. Nei primi anni del 2000 Intel ha sviluppato circuiti MOS in una nuova tecnologia Si-Ge che va sotto il nome di Strained Silicon. Uno strato di silicio germanio viene depositato sulla cima del bulk o corpo del wafer di silicio. La concentrazione di atomi di germanio non è uniforme, cioè lo strato è "graded", con una maggiore concentrazione di atomi di germanio sulla cima. A questo punto, un sottilissimo strato di silicio, dello spessore di circa 20 nm, viene depositato sopra lo strato di Si-Ge. Questa tecnica allunga il reticolato cristallino del silicio di circa l'1% sia in direzione laterale che verticale **(figura 17)**, ma questo piccolo cambiamento impatta enormemente sulla mobilità dei portatori di carica, specialmente gli elettroni, che incontrano una resistenza inferiore al loro passaggio e fluiscono fino al 70% più velocemente, il che porta a chip più veloci del 30% senza dover ricorrere ad un ulteriore procedimento di miniaturizzazione. In **figura 18** si riporta una TEM in falsi colori di un MOSFET in strained silicon. La spinta verso le nuove tecnologie CMOS SOI, strained silicon o che combinano piste in rame schermate si è avuta alcuni anni fa all'affacciarsi della tecnologia 0.065 non solo a causa del mercato dei processori per PC ma anche di quello dei chip per le telecomunicazioni "all in 1" che necessita di cellulari e apparati wireless ultra-compatti. In questa metamorfosi della tecnologia CMOS trovano spazio anche le *tecnologie Multi-Gate* **(figure 19, 20 e 21)**. Nell'ottica di realizzare delle nuove strutture MOSFET con una lunghezza di gate minore di 0.1um, IBM ha infatti modificato la struttura base del MOSFET, utilizzando una configurazione a doppio gate **(figure 19 e 20)**. Grazie al fatto che c'è un elettrodo di gate su ogni lato del canale, il campo elettrico generato dall'elettrodo di gate è meglio schermato dagli effetti del source situato alla fine del canale stesso. Non solo, i due gate possono

controllare circa il doppio della corrente rispetto alla soluzione a singolo canale, permettendo delle commutazioni on-off molto più rapide. Un esempio di struttura a doppio gate è quella del finfet **(figura 21)**. 'Fin' in inglese significa pinna: una pinna di silicio verticale è costruita tra il source e il drain, il materiale dell'elettrodo di gate viene depositato su entrambi i lati del fin per dare origine ad una struttura a doppio gate. Il problema della limitata lunghezza del gate viene aggirato agendo sull'altezza, variandola in misura maggiore rispetto ad una soluzione planare. In altre parole è possibile depositare materiale di gate su entrambi i lati del fin in modo da avere un maggiore controllo del canale e limitare gli effetti di canale corto. Si parla anche di transistor 3D visto che gli aspetti fisici realizzativi prevalenti non sono più di planare.

IL PROBLEMA DELLE METALLIZZAZIONI

Dobbiamo immaginare che, se fossimo grandi quanto un transistor, vedremmo distendersi davanti a noi all'interno di un circuito integrato chilometri di autostrade di metallo. L'aumento della densità di dispositivi ha portato ad interconnessioni sempre più piccole e dense. Questo scaling ha posto seri problemi di affidabilità dei circuiti connessi anche a fenomeni quali l'elettromigrazione. Con l'aumentare della scala di integrazione, le prestazioni delle interconnessioni hanno cominciato a frenare l'esuberanza dei sottostanti dispositivi attivi in silicio a causa di ritardi di propagazione, accoppiamenti capacitivi, difficoltà nella miniaturizzazione. Si comprende come la tecnologia delle metallizzazioni è di fatto molto più complessa di quanto si possa immaginare e tendente sempre più verso strutture multilivello utilizzanti strati di conduzione, strati di barriera all'interdiffusione e strati di aderenza.

CONCLUSIONI, IL FUTURO E ANCORA OLTRE: LE NANOTECNOLOGIE, REALTÀ O FANTASCIENZA?

Per quasi quattro decenni la tecnologia del silicio ha avuto un progresso inarrestabile spinta dalla domanda di sistemi sempre più veloci e con potenze assorbite e dissipate sempre più contenute. La tecnologia CMOS è stata la protagonista incontrastata di questo sviluppo grazie alla scalabilità ed al perfezionamento delle tecniche fotolitografiche ed ha anche portato alla nascita della tecnologia BiCMOS basata soprattutto su Si-Ge per applicazioni mixed-signal. L'idea alla base della tecnologia BiCMOS è infatti quella di impiegare l'approccio CMOS per l'integrazione delle funzioni digitali e bipolari Si-Ge per l'integrazione delle funzioni analogiche. Ovviamente questo approccio comporta problematiche non indifferenti in termini di rumore dovute alla presenza sia di circuiti digitali sul chip che analogici spesso a radio-frequenza. La tecnologia SOI combinata con substrati altamente resistivi diventa quindi di una certa importanza in questo ambito in quanto assicura un isolamento semplice e molto efficace tra i dispositivi on-chip. In particolare è da sottolineare come l'integrazione di transistor bipolari npn e pnp ad alte prestazioni e di dispositivi CMOS consenta di realizzare su un unico chip applicazioni mixed-signal ad elevate prestazioni e a bassa potenza di estrema importanza nelle attuali applicazioni wireless e più in generale nel mercato delle telecomunicazioni. L'interesse applicativo in questi settori ha portato allo sviluppo della tecnologia SOI BiCMOS. La tecnologia CMOS ha permesso di portare avanti la miniaturizzazione passando da 10um nel 1971 a 3um nel 1971, 1,5 um nel 1982, 0,8um nel 1989 e così via fino a poche decine di manometri attuali se si pensa agli ultimi processori a 32 e 45 nanometri di Intel. Intel ha fissato per il 2013 la produzione in tecnologia 16 nanometri; potrebbe però essere l'ultimo traguardo raggiungibile con la tecnologia CMOS. La chiave di volta del progresso tecnologico per gli anni a venire sarà quasi sicuramente l'individuazione di nuovi materiali e nuove tecniche che consentano di superare i limiti fisiologici imposti dal silicio e dalla tecnologia CMOS. Da pochi anni è nata una nuova disciplina che ancora fa discutere molto scienziati e ricercatori. In breve le Nanotecnolgie si pongono l'obbiettivo di creare dispositivi molecolari. La crescente capacità di manipolare la materia a livello nanometrico apre possibilità di impiego delle nanotecnologire in numerosi campi, tra cui quello elettronico **(figure 22 e 23)**. Esiste infatti una classe di "oggetti" costruibili con le Nanotecnologie che ha da subito ispirato impieghi nell'ambito dei circuiti integrati: stiamo parlando dei Nanotubi. Nel 1991 Sumio Iijima, ricercatore NEC, scoprì al microscopio elettronico dei filamenti nanoscopici presenti nella fuliggine, furono chiamati "Nanotubi". Quello che allora sembrava un curioso fenomeno della natura è visto dagli scienziati come una delle possibili vie per superare i limiti fisici delle attuali tecniche di integrazione.

Figura 22 : transistor FET realizzato con canale a Nanotubo.

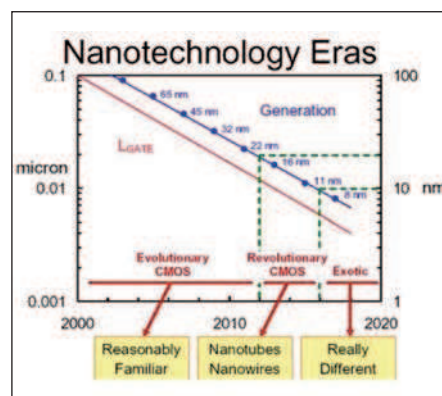



Figura 23: Proiezioni delle nanotecnologie nel settore dei componenti elettronici (fonte ITRS : International Technology Roadmap for Semiconductors).

Molti istituti di ricerca sono riusciti con successo a creare transistor FET utilizzando un Nanotubo per creare il canale tra Source e Drain. Analogamente al FET tradizionale, viene utilizzato un Gate capace di controllare la strozzatura del canale, ma essendo il canale adesso così piccolo, la velocità di commutazione risulta altissima (si parla di svariati TeraHertz). Attualmente è molto difficile creare e soprattutto utilizzare un Nanotubo, ma del resto anche quando Bardeen, Shockley e Brittain nel 1947 inventarono il transistor, nessuno si sarebbe immaginato che dopo 40 anni si sarebbero potuti stipare 100 milioni di transistor miniaturizzati nello stesso spazio del primo prototipo di quegli anni. ❏

CODICE MIP 2772705

di MAURIZIO DI PAOLO EMILIO

ALIMENTATORE a *campo* magnetico

Analizziamo e progettiamo un possibile sistema di alimentatore che sfrutta l'energia del campo magnetico

Il campo magnetico è un campo vettoriale: associa, cioè, ad ogni punto nello spazio un vettore, eventualmente variabile nel tempo, il cui effetto fisico si esplica in termini della forza di Lorentz subita da una carica elettrica in movimento oppure nel momento torcente che agisce su un dipolo magnetico. Le sorgenti del campo magnetico sono le correnti elettriche oppure i dipoli magnetici. Lo strumento di misura di un campo magnetico fornisce il valore del vettore di induzione magnetica B in una determinata porzione di spazio. La sua unità di misura è il Tesla [T].
L'induzione di campo magnetico è direttamente proporzionale all'intensità del campo magnetico H e si presenta con caratteristiche di grandezza vettoriale. La relazione che lega le due grandezze è la seguente:

$$B=\mu H$$

dove m è la permeabilità magnetica e il suo valore dipende dalla natura del mezzo in cui ha sede il campo. Il valore nel vuoto è $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ [H/m]. In generale, per ogni altro mezzo fisico si ha:

$$B=\mu_0\mu_r H$$

con μr la permeabilità relativa (nel vuoto è 1). Per avere un'idea dell'intensità del

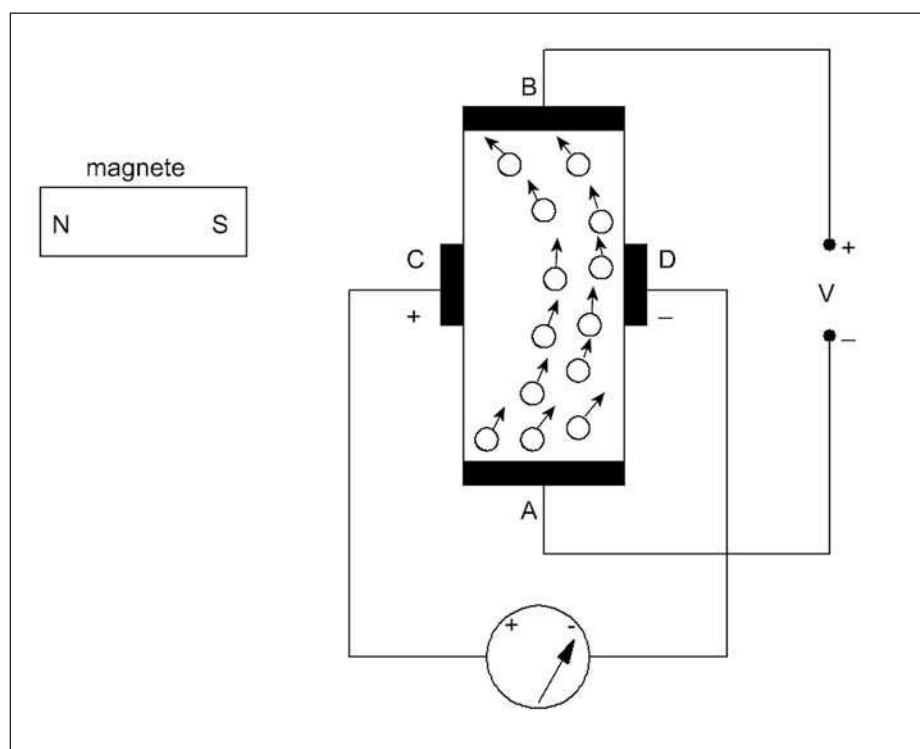



Figura 1: effetto Hall.

campo magnetico percorso da corrente si ricorre alle seguenti equazioni:

$$H=1/2\pi r$$
$$B=I\mu_0/2\pi r$$

Dalle equazioni precedenti si evince come una corrente di I=1A ad una distanza di r=20 cm si ottiene un'induzione magnetica di 1mT. Si intuisce l'importanza della distanza tra il conduttore e il punto di osservazione per la determinazione della densità di flusso. L'equazione appena scritta vale per un conduttore, di solito I cavi delle installazioni domestiche viaggiano in coppia (andata e ritorno) e quindi dovremmo in prima approssimazione duplicare quella formula per un secondo cavo.
La misura del campo magnetico per mezzo della tensione indotta nella bobina segue la legge dell'induzione magnetica. La tensione indotta in una bobina è proporzionale alla variazione di flusso e al numero di spire. Considerando un andamento sinusoidale del flusso in funzione della frequenza, risulta con buona approssimazione una tensione ai capi della bobina captatrice pari a:

$$E=N \times A \times 2\pi f \times B$$

dove A è l'area della bobina, N è il numero di spire, B è il campo magnetico che lo attraversa.

SENSORI CAMPO MAGNETICI

La Honeywell, azienda leader nel campo dei sensori magnetici, mette a disposizione alcuni tipi di sensori ad effetto hall della gamma SS490: l'SS443A di tipo digitale e l'SS495A di tipo analogico.
L'effetto Hall **(figura 1)** è un fenomeno legato al passaggio di una corrente, attraverso ovviamente un conduttore, in una zona in cui è presente un campo magnetico diretto ortogonalmente alla corrente stessa. Il nome "digitale" discende dal fatto che l'uscita possiede solo due stati, o ON o OFF. Il valore in tensione associato ai due livelli è legato all'alimentazione. Al loro interno è presente un trigger di Schmitt che provvede, dopo l'opportuna amplificazione del segnale, a confrontare la differenza di potenziale, presente sulle pareti della lamina, con un livello di riferimento, sopra il quale avviene il cambio di livello logico. Poiché il trigger di Schmitt possiede l'isteresi si ha che il livello di soglia che fa passare dallo stato OFF allo stato ON risulta maggiore del livello di soglia con cui si ha il passaggio dallo stato ON allo stato OFF. In questo modo si evita che l'uscita possa oscillare con rapidi cambi di stato OFF-ON e ON-OFF. La dove si sia interessati all'intensità del campo magnetico in maniera continua, è obbligatorio l'utilizzo dei sensori analogici lineari: SS495A. In **figura 2** un esempio di circuito di condizionamento per i sensori della gamma SS490.

Figura 2: circuito di condizionamento SS490.

L'IDEA PROGETTUALE

L'idea è realizzare un circuito che capta il campo magnetico circostante e lo converta in una tensione elettrica disponibile per alimentare dispositive con certe caratteristiche. Una bobina captatrice che converte il campo magnetico in una tensione elettrica (alternata); un circuito di controllo che amplifica in tensione e corrente il segnale per renderlo disponibile per applicazioni scientifiche **(figura 3)**.
Analizziamo i principali blocchi.

CONVERTITORE DC-DC

Il Convertitori DC-DC hanno il compito di ottimizzare il segnale uscente dal sensore in DC. Gli alimentatori switching sono una classe particolare dei dispositivi chiamati DC-DC converter, che costituiscono la quasi totalità dei mezzi di alimentazione dei circuiti elettronici. In molti sistemi analogici e digitali è richiesto l'utilizzo di alimentatori stabilizzati in continua. Alcune caratteristiche sono:

- Uscita controllata: la tensione di uscita deve mantenersi costante rispetto ad una variazione della tensione di ingresso e del carico di uscita.

- Isolamento
- Uscite multiple.

Gli alimentatori lineari, a differenza di quelli switching, presentano soluzioni circuitali semplici (raddrizzatore, controllo e amplificazione) e sono per lo più utilizzati per potenze nominali basse e costi molto ridotti. Inoltre, non producono interferenze elettromagnetiche negli altri apparati. Negli alimentatori switching la conversione viene realizzata utilizzando un convertitore dc-dc impiegando mosfet, transistor ecc…

Un esempio può essere rappresentato dal convertitore Fly-Back. Essi sono derivanti dai convertitori buck-boost.

I convertitore di tipo flyback è in grado di invertire la tensione d'ingresso e di elevarla (in valore assoluto) sfruttando l'energia accumulata in un induttore e filtrando il ripple d'uscita con un condensatore; si noti che lo switch K non è attraversato dalla corrente di carico **(figura 2)**.

Usando un convertitore di tipo Fly-Back si hanno diversi vantaggi:

- può essere elevatore di tensione (se /T >0.5) oppure riduttore.
- non isola il carico dalla linea d'ingresso (problematico se opera dalla rete rettificata)
- inverte la tensione d'uscita rispetto a quella d'ingresso

Figura 3: schema a blocchi dell'alimentatore.

AMPLIFICATORE DI POTENZA

Gli amplificatori elettronici hanno un vasto campo di applicazioni, dal pilotaggio di dispositivi elettromeccanici al pilotaggio di motori elettrici, dai sistemi di trasmissione radiotelevisiva e telefonia mobile alle apparecchiature per amplificare la musica; quest'ultima è forse la tipologia più diffusa e conosciuta, quella presente in tutti gli impianti stereo, piccoli, medi e grandi.

Nell'alta fedeltà di classe elevata, l'amplificatore può essere composto da due apparecchi distinti collegati insieme: il preamplificatore e il finale di potenza. Il primo si incarica di aumentare di una certa misura il livello in tensione del segnale da amplificare, mentre il secondo ne aumenta ulteriormente il livello, fornendo al segnale anche una corrente adeguata, che si tradurrà in potenza elettrica (watt). L'obiettivo è fornire al segnale giusta

Figura 4: convertitore FlyBack.

potenza per alimentare lampade in continua.

L'elettronica di potenza ha il compito di gestire e controllare l'energia elettrica fornendo tensione e corrente in una forma che si addice in modo ottimale ai carichi utilizzatori.

L'espansione della domanda riguardante l'elettronica di potenza è stata una conseguenza di diversi fattori:

- Alimentatori statici in corrente continua e gruppi di continuità: con lo sviluppo della microelettronica e computer che richiedono sempre di più alimentatori di potenza regolabili e possibilmente continuativi.
- Risparmio energetico: con l'aumento dei costi energetici e l'interesse verso la protezione all'ambiente si è cercato di dare priorità verso il risparmio energetico.
- Controllo di processi e automazione industriale.
- Applicazioni elettriche: comprendono apparati per saldatura e riscaldamento ad induzione.

Nell'ambito dell'elettronica di potenza i fattori termici assumono un ruolo fondamentale. Visto che la dissipazione di potenza sui dispositivi è per certi versi ineliminabile, è necessario che comunque la temperatura di esercizio del dispositivo non aumenti più di tanto.

In questa esigenza è coinvolto il progetto del package del dispositivo stesso. Per package si intende l'insieme della struttura meccanica che serve a rendere compatto il dispositivo, a proteggerlo dall'ambiente esterno e soprattutto a consentire lo smaltimento del calore in eccesso utilizzando i meccanismi di scambio termico di conduzione del calore ed eventualmente di convezione. ❑

CODICE MIP 2772741

di ANDREW GARDNER e

Un circuito integrato di gestione dell'alimentazione per il monitoraggio e il controllo digitali di otto alimentatori

Digital *power*

I moderni sistemi ad alta affidabilità richiedono complesse soluzioni di gestione dell'alimentazione digitale per mettere in sequenza, controllare, monitorare e delimitare un numero elevato di rail di tensione. In effetti non è insolito che una sola scheda applicativa abbia dozzine di rail, ognuno dotato di requisiti propri. In genere le soluzioni di gestione dell'alimentazione per questi sistemi comportano una distribuzione sulla scheda di diversi dispositivi discreti controllati da un FPGA o un microcontroller al fine di mettere in sequenza, controllare, monitorare e delimitare la serie di alimentatori. In questo schema occorre molto tempo per sviluppare il firmware necessario, per non parlare della tendenza a sottovalutare la complessità e la durata di questo lavoro.

L'LTC®2978, dispositivo di gestione dell'alimentazione digitale ottale dotato di EEPROM, offre ai progettisti di sistemi di gestione dell'alimentazione una soluzione modulare integrata in grado di ridurre il tempo e il lavoro di debug rispetto alle soluzioni con microcontroller. L'LTC2978 può accendere e spegnere in sequenza, monitorare, controllare, delimitare e regolare fino a otto alimentatori. E' possibile utilizzare in cascata più dispositivi LTC2978 usando il bus "share-clock" a 1 filo e uno o più pin Fault bidirezionali (vedi nella **figura 1** un'applicazione tipica). Inoltre l'LTC2978 utilizza un blocco protetto di memoria non volatile per registrare le informazioni sulla tensione e sui guasti in caso di grave malfunzionamento del sistema. Grazie ai dati di sistema critici salvati nella memoria non volatile gli utenti possono identificare il rail di tensione guasto e isolare la causa delle anomalie della scheda durante lo sviluppo del sistema, il debug di prova o l'analisi dei guasti. L'LTC2978 utilizza il protocollo PMBus standard per semplificare lo sviluppo del firmware. Ma ciò che caratterizza questo dispositivo è il riferimento integrato di precisione e l'ADC Σ a 15 bit che garantiscono una precisione assoluta di ±0,25% durante la misurazione o la regolazione delle tensioni di alimentazione.Il segreto del successo dell'LTC2978 è la LTpowerPlayTM di Linear Technology, un'interfaccia grafica gratuita che facilita l'interazione con la parte nella fase di progettazione e collaudo. L'interfaccia LTpowerPlay offre un tool di configurazione semplice ma potente per accedere alle funzionalità dell'LTC2978; in futuro supporterà anche i dispositivi di gestione dell'alimentazione digitale di Linear Technology.

Figura 1: circuito applicativo tipico per l'LTC2978.

MIGLIORARE LA RESA PRODUTTIVA

La prova del margine di precisione delle tensioni di sistema è un metodo efficace per evitare guasti prematuri nei sistemi ad alta affidabilità. In genere le tensioni vengono regolate con incrementi di almeno ±5% per garantire che il sistema in prova sia abbastanza robusto da funzionare in modo affidabile sul campo. In base alle tolleranze di sistema, tuttavia, questo metodo può comportare un numero eccessivo di esiti negativi. Se ne potrebbero evitare molti se le tolleranze delle tensioni di alimentazione in questione fossero più rigorose. A tal proposito l'LTC2978 offre, grazie al riferimento di precisione, all'ADC Σ a 15 bit multiplex, agli otto DAC e al servo algoritmo integrato, una soluzione relativamente facile da utilizzare, ma potente. Semplicemente scrivendo un comando I2C per ridurre o delimitare una tensione specifica, l'LTC2978 rego-

ALISON STEER

la il convertitore POL (point-of-load) DC/DC entro i limiti software e hardware previsti e fornire la tensione di uscita ordinata con una precisione assoluta di ±0,25%. Le uscite del DAC sono collegate ai nodi di feedback o agli ingressi per il trimming dei convertitori POL DC/DC mediante un resistore. Il valore di tale resistore limita il range entro il quale è possibile delimitare la tensione di uscita, un aspetto importante per gli alimentatori sotto controllo software. Un altro vantaggio importante dei DAC a 10 bit è la risoluzione molto precisa garantita durante il margining delle tensioni; questo consente di estrarre dati utili dall'analisi dei guasti, senza avere un cestino pieno di schede guaste, ma non perfettamente comprese.

Figura 2: esempio di sequencing e margining.

SEQUENCING DELL'ALIMENTAZIONE FLESSIBILE E GESTIONE DEI GUASTI

Molte soluzioni tradizionali per il sequencing dell'alimentazione si basano su comparatori e connessioni PCB collegate a margherita. Pur essendo relativamente facile da implementare per vari alimentatori, questo approccio si complica rapidamente mano a mano che aumenta il numero di rail di tensione ed è relativamente rigido per quanto riguarda le modifiche tecniche. Inoltre rende estremamente difficile implementare il sequencing di spegnimento. L'LTC2978 facilita il sequencing per qualsiasi numero di alimentatori. Con un algoritmo time-based gli utenti possono effettuare dinamicamente il sequencing di accensione/spegnimento in qualsiasi ordine **(figura 2)**. E' anche possibile eseguire il sequencing tra più dispositivi LTC2978 usando il bus "share-clock" a 1 filo e uno o più pin Fault bidirezionali. Questo metodo semplifica notevolmente la progettazione perchè i canali possono essere messi in sequenza in qualsiasi ordine, a prescindere da quale LTC2978 effettua il controllo. E' anche possibile aggiungere altri LTC2978 in un secondo tempo senza doversi preoccupare di eventuali limiti di sistema, ad esempio un'alimentazione limitata dei pin di connettore della scheda figlia. Il sequencing di accensione può essere attivato in risposta a numerose condizioni. Ad esempio, gli LTC2978 possono effettuare il sequencing automaticamente quando la tensione di bus intermedia dei convertitori POL DC/DC a valle è maggiore di una determinata tensione di accensione. In alternativa il sequencing di accensione può iniziare in risposta al fronte di salita o di discesa dell'ingresso del pin di controllo oppure con un semplice comando I_2C. L'LTC2978 supporta qualsiasi combinazione delle condizioni descritte. I pin Fault bidirezionali possono essere usati per varie dipendenze di risposta ai guasti tra canali. Ad esempio, il sequencing di accensione può essere annullato per uno o più canali in caso di cortocircuito. Quando viene acceso un rail, viene attivata la funzione di controllo della sottotensione (la funzione di sovratensione è sempre attiva). I limiti di sovratensione e sottotensione e i tempi di risposta dei supervisori di tensione sono tutti programmabili. Vengono monitorate anche la tensione e la temperatura in ingresso. Se uno di questi valori supera i limiti superiori o inferiori, il cliente può selezionare una delle numerose risposte a disposizione, tra cui disattivazione immediata, "deglitched" e con ripristino. Un watchdog timer integrato provvede al controllo dei microcontroller esterni. Sono disponibili due intervalli di timeout: il primo intervallo di watchdog e quelli successivi, il che consente di specificare un intervallo di timeout più lungo per il microcontroller subito dopo il rilevamento del segnale power good. In caso di guasto del watchdog, l'LTC2978 può essere configurato per ripristinare il microcontroller per un certo periodo di tempo prima di rilevare l'uscita power good.

TELEMETRIA SUDDIVISA

L'LTC2978 contiene numerosi dati telemetrici nei suoi registri. L'ADC Σ a 15 bit multiplex controlla le tensioni in ingresso e uscita e la temperatura on-chip, memorizzando valori minimi e massimi per tutte le tensioni e le temperature. Inoltre gli ingressi dell'ADC per i canali di uscita con numero dispari possono essere riconfigurati in modo da misurare le tensioni del resistore di rilevamento. In questo modo l'ADC Σ può definire tensioni fino a 15,3μV, cosa fondamentale quando si cerca di misurare la corrente con circuiti DCR dell'induttore. Sebbene l'LTC2978 possa essere alimentato direttamente in un range compreso tra 3,0V e 3,6V, l'ADC è in grado di accettare tensioni in ingresso fino a 6V, senza doversi preoccupare dei body diode o di esotiche tensioni di alimentazione in standby. L'LTC2978

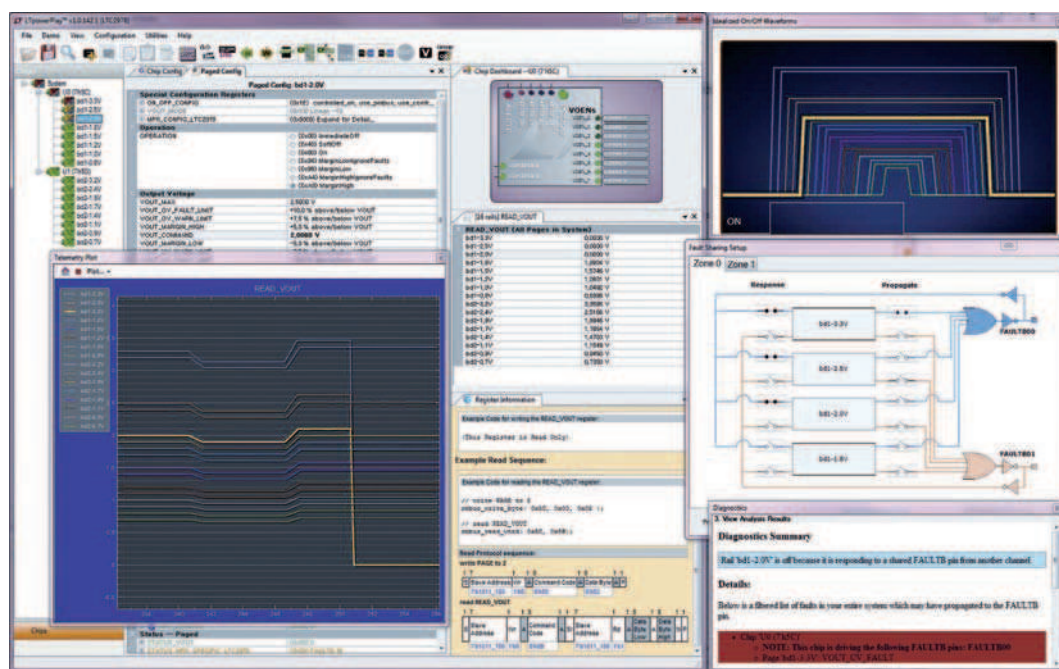



Figura 3: GUI interattiva LTpowerPlay.

può anche funzionare con un'alimentazione da 4,5V a 15V usando il suo regolatore interno. E' disponibile un ingresso di rilevamento dell'alta tensione (15V max) separato per misurare la tensione in ingresso dei convertitori POL DC/DC controllati dall'LTC2978.

SCATOLA NERA PER LA REGISTRAZIONE DEI DATI

In caso di disattivazione di un canale a seguito di un guasto, il registro di dati dell'LTC2978 può essere riversato nella EEPROM protetta. Questo blocco di dati da 255 byte viene conservato nella MNV finché non viene cancellato con un comando I_2C. Il blocco contiene i dati relativi alle tensioni e alle temperature in ingresso e uscita per i 500ms precedenti il guasto, oltre ai valori minimi e massimi corrispondenti. Nel registro vengono salvati anche i valori del registro di stato e l'uptime totale dall'ultimo ripristino del sistema. Il contenuto del registro di dati può essere visualizzato con il tool LTpowerPlay. In questo modo l'LTC2978 fornisce un'immagine completa dello stato del sistema di alimentazione immediatamente precedente il guasto, consentendo di isolare la causa dopo il fatto. Si tratta di una funzione preziosa per il debug dei primi prototipi e i guasti sul campo.

INTERFACCIA GRAFICA UTENTE E PMBUS

L'interfaccia grafica utente (GUI) basata su PC LTpowerPlay di Linear Technology è facile da utilizzare e consente agli utenti di configurare e programmare l'LTC2978 in circuito mediante una scheda di interfaccia USB-PMBus **(figura 3)**.

La GUI, che può essere scaricata gratuitamente, elimina gran parte del lavoro di codifica dal processo di sviluppo e migliora il time-to-market consentendo al progettista di configurare tutti i parametri del dispositivo in una infrastruttura intuitiva. Dopo aver selezionato la configurazione, il progettista può salvare i parametri in un file e inviarli al produttore a contratto con un microprogrammatore BPM o ad un distributore autorizzato per la programmazione.

L'LTC2978 utilizza il protocollo di interfaccia standard PMBus, un superset dello standard SMBus I_2C compatibile. Il PMBus è uno standard aperto e molto diffuso che definisce chiaramente i protocolli per la gestione dell'alimentazione digitale di singoli convertitori POL DC/DC. L'LTC2978 supporta numerosi comandi PMBus ed è dotato di alcuni comandi specifici del produttore per i convertitori DC/DC per garantire una bassa complessità e un'alta versatilità.

CONCLUSIONI

Grazie alla sua insuperabile precisione parametrica, una ricca serie di funzioni e un'architettura modulare, l'LTC2978 è la soluzione ideale per gestire grandi serie di convertitori POL DC/DC in vari settori, tra cui quello sanitario, industriale, informatico, video, comunicazione e consumer.

L'interfaccia PMBus standard, la potente GUI LTpowerPlay e la EEPROM integrata facilitano la personalizzazione dell'LTC2978 per qualsiasi applicazione. I progettisti possono utilizzare l'interfaccia grafica basata su PC per configurare un dispositivo e inviare la configurazione a Linear Technology che, in questo modo, può fornire dispositivi pre-programmati pronti per l'uso, personalizzati per una determinata applicazione.

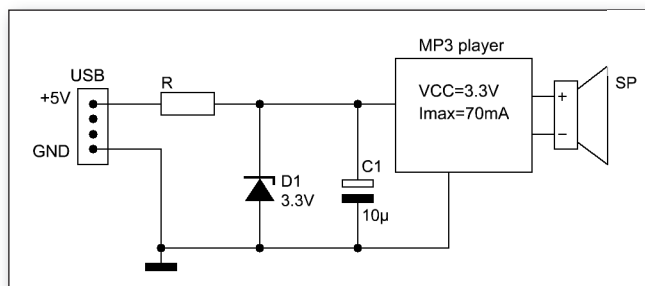
Tra le altre funzioni figurano un riferimento di precisione integrato, un ADC Σ a 15 bit multiplex, otto DAC a 10 bit con buffer della tensione, otto supervisori a 10 bit della sovratensione e della sottotensione con limiti e tempi di risposta programmabili e una EEPROM integrata per il salvataggio dei parametri di configurazione e delle informazioni del registro delle anomalie. L'LTC2978 viene fornito in un package QFN-64 da 9mm×9mm. ❏

CODICE MIP 2797270

elettro quiz 305-306

*Le risposte ai quiz "Base" e "Avanzato" vanno inviate esclusivamente compilando il modulo su www.farelettronica.com/eq specificando la parola chiave **"millman"**.*

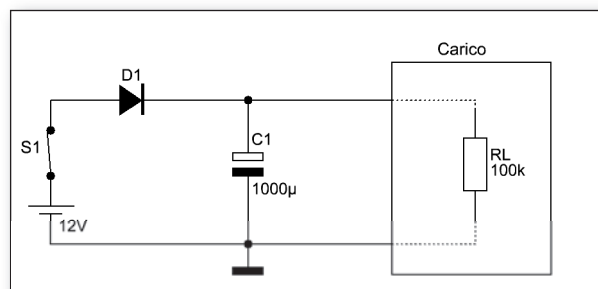
Le risposte ed i vincitori (previa autorizzazione) sono pubblicati alla pagina www.farelettronica.com/eq a partire dal 15 del mese successivo alla pubblicazione sulla rivista.

A tutti i partecipanti verrà assegnato un buono sconto del 10% (validità 3 mesi dalla data di assegnazione) utilizzabile per un prossimo acquisto su www.ieshop.it

base

Si vuol alimentare un lettore MP3 da 3,3V prelevando i 5V dalla porta USB del PC. Sapendo che il lettore ha un assorbimento massimo di 70mA, dimensionare la resistenza R in modo che il diodo zener dissipi una potenza pari a 0,05W.

Se rispondi correttamente potrai vincere il simpatico portachiavi di Fare Elettronica.

avanzato

Il carico RL da 100KOhm viene alimentato con una tensione continua di 12V filtrata mediante il condensatore C1. Il diodo D1 protegge il sistema da eventuali inversioni accidentali della tensione di ingrasso. Dopo quanto tempo dall'apertura dell'interruttore S1 la tensione sul carico può ritenersi nulla?

Per i più bravi in palio la felpa di Fare Elettronica.

di ANTONIO CECERE

Torna a grande richiesta la rubrica "Progetto tesina" che propone spunti e progetti per la tesina da utilizzare all'esame di maturità. Ogni progetto è sempre accompagnato da una mappa concettuale che suggerisce i collegamenti con le altre materie. Questo mese proponiamo un allarme con memoria

ALLARME CON *memoria*

In questa tesina si descrive la realizzazione di un semplice allarme ottico-acustico con memoria. Questo lavoro prende spunto dalla proposta di un testo scolastico, in cui la realizzazione di un allarme con led lampeggiante richiedeva ben tre circuiti integrati. La nostra sfida è dimostrare che con la scelta oculata ed il sapiente uso dei circuiti integrati si possono ottimizzare spazio, costo e prestazioni. Infatti il circuito che presentiamo non solo realizza un numero maggiore di funzioni rispetto alla proposta del testo, ma utilizza un solo circuito integrato invece di tre. Il circuito trova applicazione nelle industrie che impiegano delle presse o delle cesoie, pericolose per gli operatori che sistemano i pezzi con le macchine in funzione. L'allarme a fotocellula, che qui si presenta, blocca il funzionamento della macchina quando un operatore mette le mani in una zona pericolosa ed inoltre lancia due segnali, uno ottico ed uno acustico, che permangono nel tempo fino all'annullamento con un pulsante. Si scelgono segnali di allarme intermittenti per richiamare con più efficacia l'attenzione degli operatori.

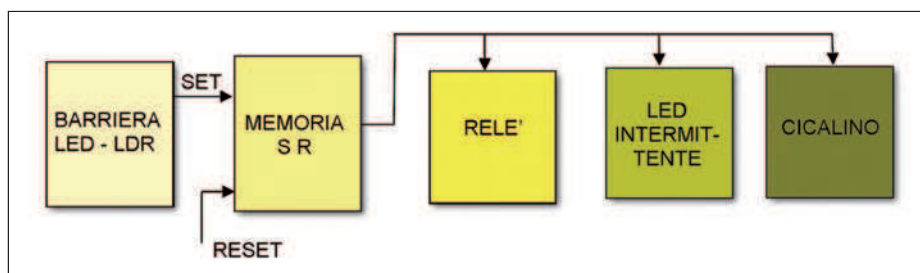



Figura 1: schema a blocchi dell'allarme.

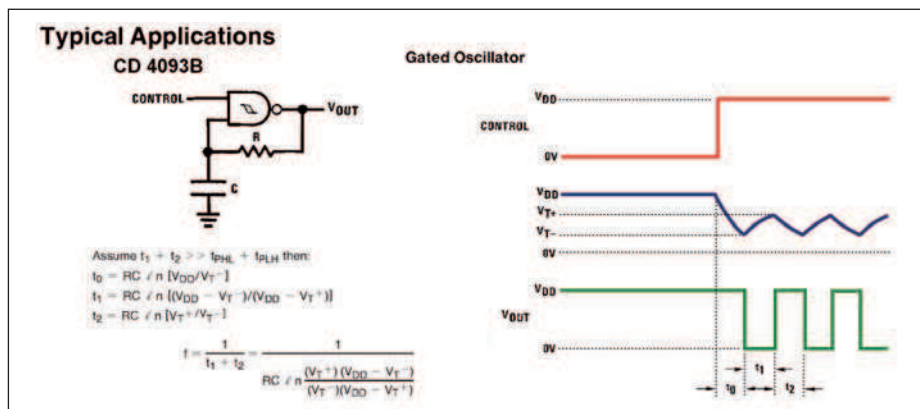



Figura 2: oscillatore ad onda quadra tratto dal data-sheet della National Semiconductor.

SCHEMA ELETTRICO

Le parti che possiamo distinguere nello schema a blocchi di **figura1** sono:

- una coppia led
- fotoresistenza per realizzare una barriera luminosa
- una memoria con comandi di set e reset
- un relè con contatti liberi da utilizzare per il blocco della macchina
- un oscillatore per pilotare un led
- un oscillatore per pilotare a intermittenza un buzzer.

Con riferimento allo schema elettrico di **figura 3**, la barriera luminosa è realizzata da un emettitore di luce (led bianco LED1) e da un ricevitore a fotoresistenza (LDR1). La fotoresistenza forma un partitore di tensione con la resistenza R4 ed il trimmer P1. Il partitore è alimentato a 12 Volt ed è collegato in modo tale da fornire in uscita una tensione variabile in funzione della luce ricevuta: con la fotoresistenza illuminata il segnale di uscita del partitore sarà interpretato dalla porta logica a cui è inviato come un livello logico UNO, con fotoresistenza oscurata sarà interpretata come un livello logico ZERO. La memoria di allarme è realizzata con due porte logiche NAND1 e NAND2 accoppiate in modo da formare un FLIP-FLOP di tipo SR (Set-Reset). La memoria viene settata (uscita Q a livello UNO) quando riceve in ingresso un segnale a livello logico ZERO dal partitore che contiene la fotoresi-

stenza, in corrispondenza dell'interruzione del raggio luminoso. Il reset della memoria, cioè l'annullamento del dato memorizzato, avviene premendo il pulsante S1 collegato all'ingresso di Reset. Quando l'uscita Q della memoria è a livello UNO, essa attiva attraverso il transistor T1 (BC337) il relè di allarme Rel1, che resta attivato fino a quando non si preme il tasto di Reset. L'uscita di questo relè può essere inserita nel circuito di comando della macchina utensile per provocarne il blocco in caso di movimenti incauti da parte dell'operatore. La stessa uscita Q, se a livello UNO, attiva due oscillatori realizzati rispettivamente con le restanti porte NAND3 e NAND4. La frequenza di oscillazione dipende dai valori di R e di C collegati a ciascuna porta logica. I due oscillatori vengono fatti oscillare volutamente a frequenza diversa. Il primo oscillatore pilota direttamente un led, mentre il secondo oscillatore pilota a intermittenza un buzzer attraverso il transistor T2 di tipo PNP (BC327), montato a collettore comune. Il circuito integrato utilizzato è il CD 4093B, che contiene 4 porte logiche NAND a 2 ingressi. Le porte logiche NAND sono di tipo "triggerato". Le porte a "trigger di Schmitt" presenta-

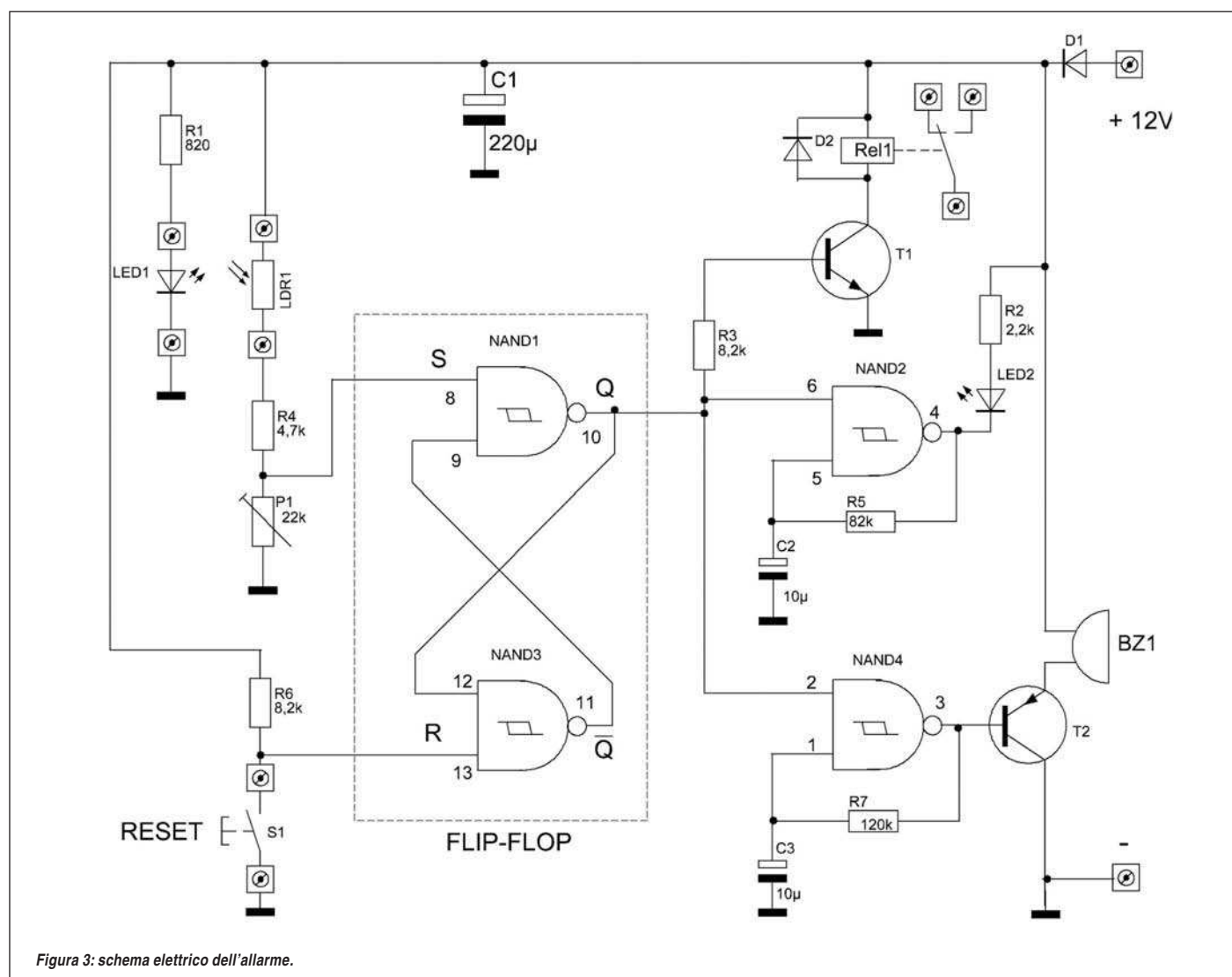



Figura 3: schema elettrico dell'allarme.

LISTA COMPONENTI

R1	820 Ω - ¼ W
R2	2,2 KΩ - ¼ W
R3, R6	8,2 KΩ - ¼ W
R4	4,7 KΩ - ¼ W
R5	82 KΩ - ¼ W
R7	120 KΩ - ¼ W
P1	Trimmer 22 K- ¼ W
LDR1	Fotoresistenza
C1	470µF - 25V
C2, C3	10µF - 25V
D1, D2	Diodi 1N4002
LED1	LED bianco 5mm
LED2	LED rosso 5 mm
T1	Transistor BC337
T2	Transistor BC327
IC	Circuito integrato CD4093B
S1	Pulsante NA
Rel1	Relè 12V - 10 A - 1 scambio
BZ	Buzzer 12 V

4 morsettiere a 2 posti, 1 morsettiera a 3 posti

MAPPA concettuale

Il problema di "fare gli italiani" dopo aver "fatto l'Italia" era ancora presente durante il fascismo, quando si fece ricorso alla memoria dell'Impero Romano per suscitare l'orgoglio di un comune passato glorioso (STORIA). Questa scelta fu sostenuta dall'incentivazione delle pratiche sportive che dovevano temprare negli italiani un carattere fiero e marziale (ED. FISICA). L'importanza dell'identità e della memoria si ritrova in alcune opere di Pirandello, come LIOLA' ed ENRICO IV (ITALIANO). In questa tesina si presenta un semplice circuito di allarme con memoria utile per prevenire incidenti nell'uso di alcune macchine utensili (ELETTRONICA). Nei sistemi di controllo i circuiti "integratori" sommano dei contributi memorizzati nel tempo (SISTEMI), dando applicazione al concetto matematico di "integrale" (MATEMATICA). Le memorie elettroniche sono alla base dei moderni computer (INGLESE).

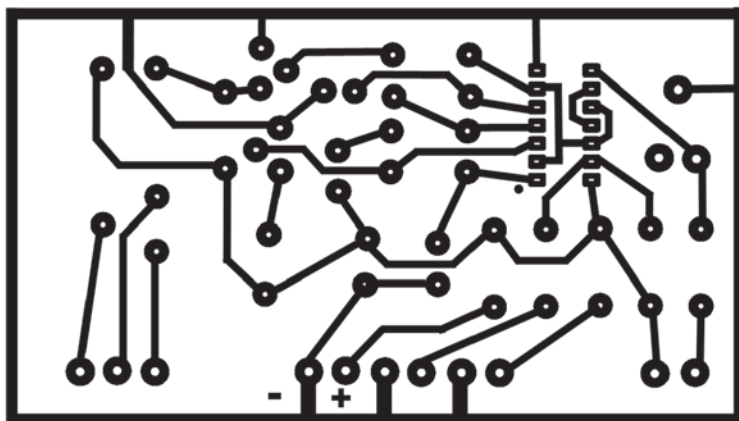
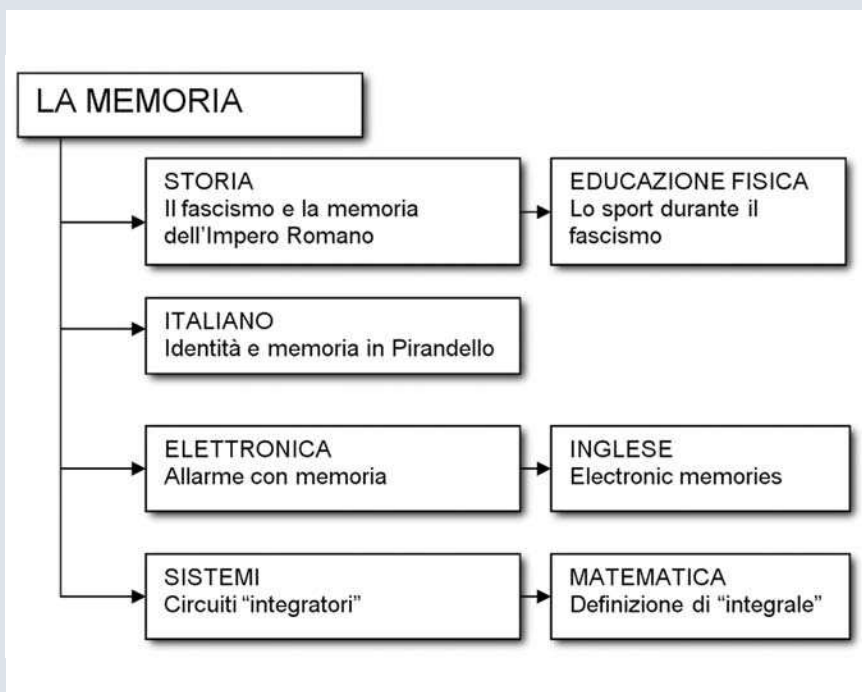



Figura 4: disegno del circuito stampato.

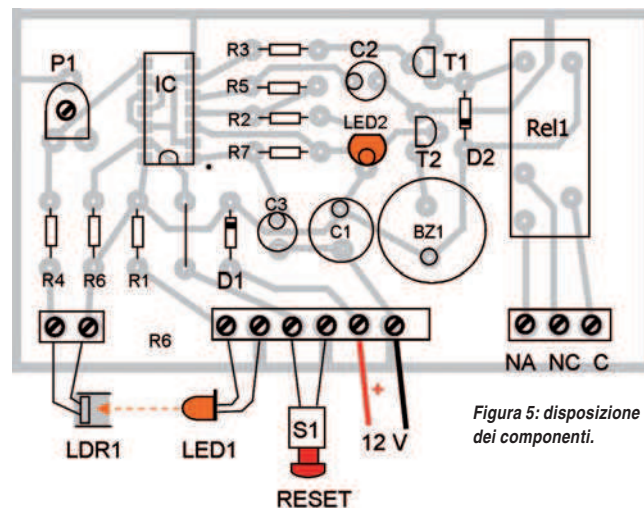



Figura 5: disposizione dei componenti.

no una più alta immunità ai disturbi e consentono di realizzare in modo semplice degli oscillatori ad onda quadra, come si può vedere dallo schema estratto dal data-sheet CD4093B della National Semiconductor e riportato in **figura 2**.

COSTRUZIONE E COLLAUDO

La costruzione è abbastanza semplice seguendo lo schema di montaggio di **figura 5**. Occorre solo prestare un pò di attenzione nel montare con la polarità giusta i led, i diodi ed i condensatori elettrolitici. Per facilitare le prove, sia il led emettitore LED1 che la fotoresistenza vengono montati direttamente sulla morsettiera, uno di fronte all'altra. Per il collaudo si alimenta il circuito a 12 Volt c.c. e si regola il trimmer P1 a metà corsa: il led bianco LED1 dovrà risultare acceso. Interrompiamo il raggio luminoso con un foglio di carta opaco e verifichiamo che il led rosso LED2 lampeggia e che il buzzer fischia ad intermittenza. Anche il relè si deve attivare e restare attivato fino a quando si preme il pulsante di RESET. Con la pressione del pulsante RESET si disattiveranno anche le segnalazioni ottica e acustica. Se può ora regolare il trimmer P1 per ottenere dalla barriera la migliore sensibilità all'interruzione del raggio luminoso. Si può inoltre schermare la fotoresistenza dall'influenza della luminosità ambientale, inserendola in un tubicino ricavato da una guaina termorestringente o da un qualunque tubo di plastica.
Sommando il costo di tutti i componenti possiamo renderci conto che il circuito è molto economico, ma con poco può salvare la vit… o le mani!! ❑

CODICE MIP 2772701

di LUCA STANZANI

Testing *di* IMPULSI

Questo articolo propone un circuito in grado di verificare se un dispositivo genera correttamente degli impulsi su un pin di uscita. L'utilità di questo circuito è innegabile soprattutto per funzionalità di test automatico

Una della casistiche più comuni per chi realizza stazioni automatiche di test è verificare o meno la generazione da parte di una scheda a microcontrollore di determinati impulsi. La scheda a microcontrollore in test viene comunemente detta DUT (Device Under Test), l'obbiettivo del circuito proposto è quello di verificare per un DUT la presenza o l'assenza di impulsi in uscita.
Ovviamente una soluzione semplice sarebbe collegare semplicemente un LED al segnale da controllare, in presenza di impulsi il LED si accenderà e si spegnerà al temine. Questa soluzione veloce ed economica, non risulta tuttavia adeguata quando si vuole realizzare una vera e propria stazione di test, dove oltre al test considerato, vengono realizzati altre dozzine di test.
Solitamente una stazione di test fornisce un risultato, superato o non superato, al termine dei test, il risultato finale e anche dei singoli test deve necessariamente essere in formato binario: 1 (o Sì) per test superato, 0 (o No) per test non superato.
Il circuito proposto in **figura 1** cerca, in maniera molto semplice, di risolvere il problema.

DESCRIZIONE DEL FUNZIONAMENTO

Lo schema del circuito è riportato in **figura 1**. Gli impulsi da verificare sono collocati in ingresso su un pin di interrupt del microcontrollore Freescale MC68-HRC908JK1. Supponendo che gli impulsi generati siano sufficientemente ampi, all'incirca 500ms, per ogni periodo del segnale verrà generato un interrupt. Poiché la generazione degli interrupt potrebbe non essere istantanea il programma sul microcontrollore di test si aspetta di ricevere almeno tre interrupt ogni due secondi. Il programma attende due secondi, se nessun interrupt viene gene-

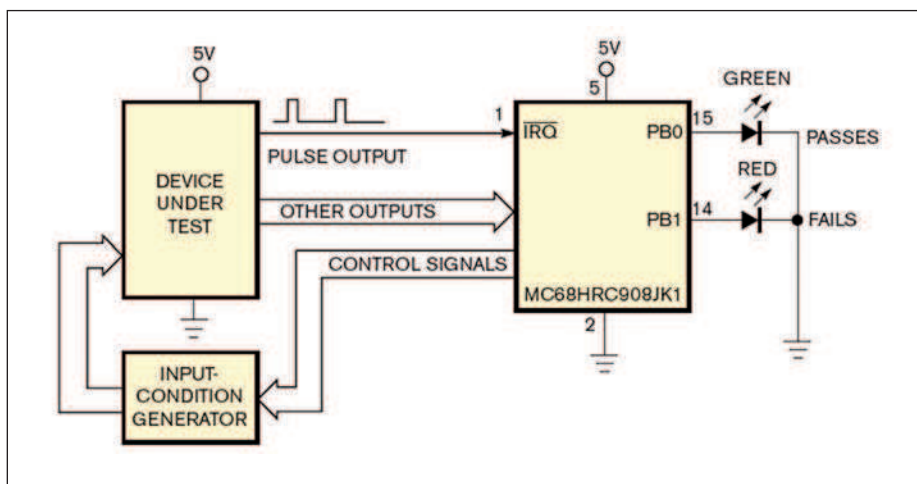



Figura 1: circuito che permette la rilevazione di impulsi prodotti dal DUT.

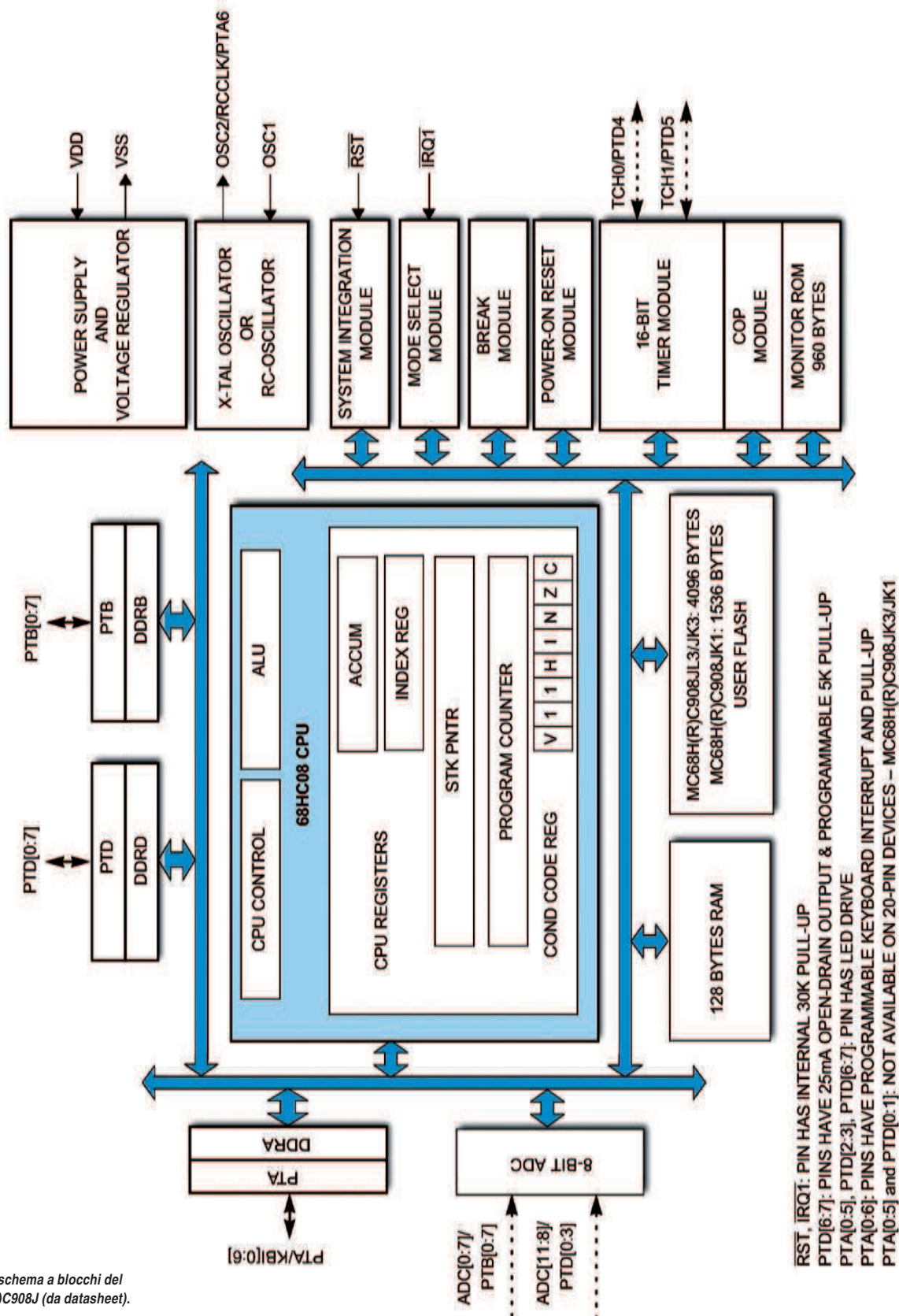



Figura 2: schema a blocchi del MC68H(R)C908J (da datasheet).

LISTATO

```
PULSE  DETECTION
$nolist
$include 'Fr908jk1.asm'
$list
*I/O
GreenLED       EQU PB0     ;valve OK indicator
RedLED         EQU PB1     ;valve falt indicator
* CONSTANTS
Nint                  equ 3       ;Number of ExtInt to check valve
*VARIABLE
            ORG RAM
flag                  rmb  1      ;bit 0-valve status flag,
IntCNT         rmb  1       ;Number of ExtInt counter
cnt2s          rmb  1       ;2 sec delay counter
*INITIALIZATION
           ORG ROM
init                  RSP                     ;$FF—>SP
                      CLRA
                      LDX   #127T             ;Clear 128 variables RAM
mi1                   CLR   RAM,x
                      DBNZX mi1
                      CLR   RAM
                      MOV   #$01,CONFIG1       ;cop disabled
                      CLRH                    ;clear H:X
                      CLRX
                      CLR  prtB               ;clear prtB
                      MOV  #$FF,DDRB          ;set I/O prtB
                      MOV   #Nint,IntCNT
* Pulse TEST
* If there are Nint=3 IRQ pulses (period=0.5s) during 2 sec,then DUT is OK
* ExtInt is set by falling edge only (IRQscr=$00 by reset)
* IRQ-pin pull-up resistor connected (CONFIG2=$00 by reset)
               cli                      ;ExtInt enabled
                      bclr  0,flag             ;set valve status flag on "fail"
                      jsr   Dly2s              ;wait for ExtInt during 2 sec
                      brclr 0,flag,v1          ;check valve status flag
                      bset  pB0,prtB           ;set valve OK indicator
               bra   TstEND
v1                    bset  pB1,prtB           ;set valve fault indicator
TstEND     sei                       ;ExtInt disabled
                      bra   *                  ;end of valve test
ExtInt                dbnz  IntCNT,ex1        ;wait for Nint=3 ExtInt
                      bset  0,flag            ;set status flag on "OK"
ex1            bset  ACK1,IRQSCR       ;ExtInt reset
                      rti
dly2s          mov   #20T,cnt2s
m2s            jsr   dly01s
               dbnz  cnt2s,m2s
               rts
dly01s         pshA
               pshX
               lda   #146T
outloop        clrX
inloop         dbnzX inloop
               dbnzA outloop
               pulX
               pulA
                rts
   ORG $FFFA  ; ExtInt Vector address
   FDB ExtInt ; Set ExtInt address
   ORG $FFFE  ; Position to reset vector
   FDB init   ; Set start address
```

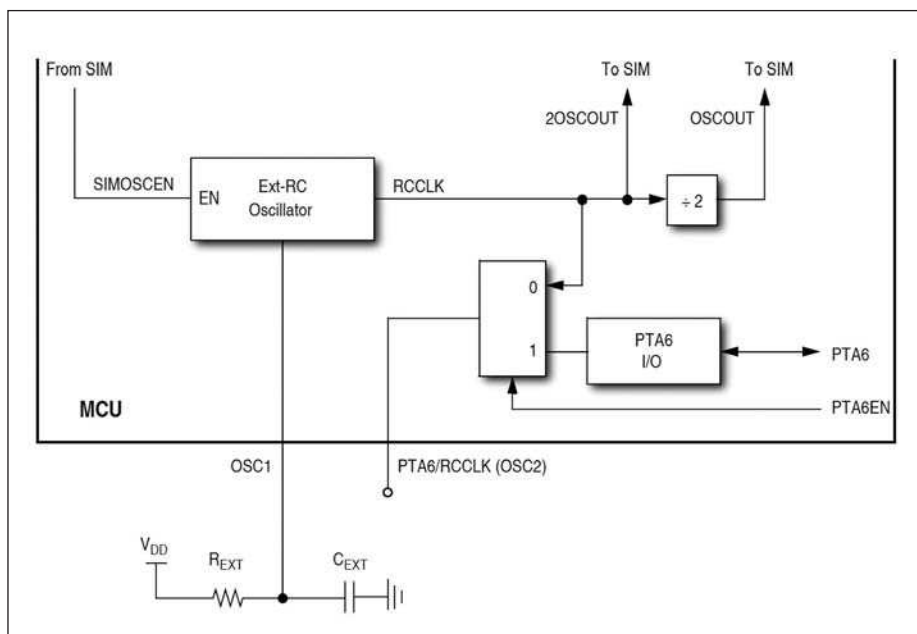



Figura 3: circuito RC per determinare la frequenza di oscillazione (da datasheet del MC68H(R)C908J).

PER *approfondire...*

- **http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/data_sheet/MC68HC908JL3.pdf**
- **Freescale website: http://www.freescale.com**
- **Kingbright website: http://www.kingbright.com/**

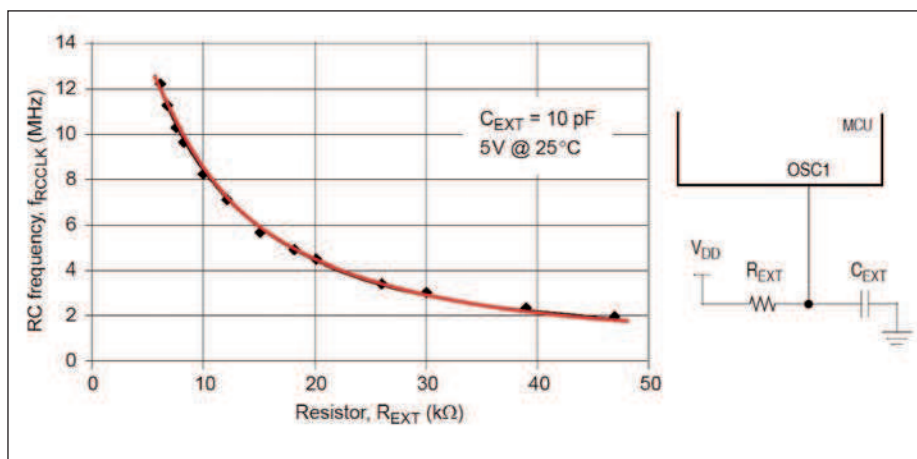



Figura 4: determinazione dei valori di R e C per ottenere la frequenza di oscillazione desiderata (da datasheet del MC68H(R)C908J).

rato allora il test degli impulsi viene dichiarato fallito. A questo punto il LED rosso comandato dal pin PB1 viene acceso per segnalare il non superamento dei test e i test si interrompono. Se invece i tre interrupt sono rilevati nell'intervallo dei due secondi, il programma considera superato il test, accende il LED verde sul pin PB0 e può procedere con il test successivo.

Nel firmware di test per il microcontrollore MC68, il test viene eseguito in un loop infinito, senza passare ad un test successivo, questo perché ci si concentra unicamente su questa problematica.

I LED utilizzati sono i W934GD5V e W934ID5V della Kingbright (www.kingbright.com), e sono gia comprensivi di resistenza di limitazione interna.

IL MICROCONTROLLORE DI TEST

Questo progetto utilizza un microcontrollore di fascia bassa a 8 bit (MC68HRC908JK1) intenzionalmente, infatti il costo del componente è veramente ridotto ed è dotato di 10 canali ADC a 8 bit molto utili per il testing. Nel listato seguente è proposto il firmware in linguaggio assembly per il dispositivo.

Lo schema a blocchi del microcontrollore è riportato in **figura 2**, come detto spiccano i dieci canali ADC (che diventano 12 per le versioni del microcontrollore con più pin), la memoria flash e la RAM integrata, la possibilità di definire la frequenza di oscillazione utilizzando un cristallo o semplicemente con un circuito RC ed infine la possibilità di essere alimentato sia a 5V che a 3,3V. Uno step importantissimo è definire la frequenza di oscillazione, il metodo più semplice proposto per il microcontrollore è quello di utilizzare solamente una resistenza e un condensatore come in **figura 3**. Tale metodo consente di ottenere una tolleranza del 10% sulla frequenza di oscillazione. Come si può vedere dal grafico di **figura 4** reperibile sul datasheet del microcontrollore, per ottenere una frequenza di 4MHz è necessario scegliere una resistenza da 20Kohm e un condensatore da 10pF. Il programma per il microcontrollore è riportato nel **listato** ed è disponibile per il download sul sito www.farelettronica.com.

CONCLUSIONI

I principi applicati in questo articolo per la realizzazione di un circuito di test si possono facilmente estendere per qualsiasi tipo di microcontrollore, inoltre il firmware può essere tranquillamente riutilizzato poiché utilizza istruzioni assembly standard. L'unica operazione da ricordare se si decide di utilizzare una CPU alternativa è quella di ricalcolare i ritardi, sempre che cambi la frequenza di oscillazione. ❏

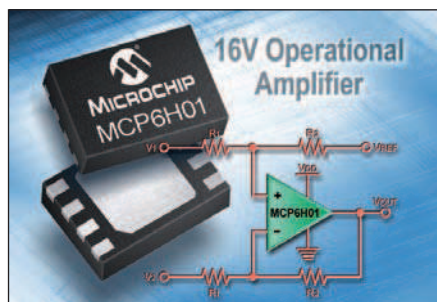
CODICE MIP 2772587

Cambi in Arrow Electronics EMEA

Arrow Electronics ha annunciato la nomina di Andy King a vicepresidente della divisione Engineering & marketing per Arrow EMEA. Per King questo ruolo significa

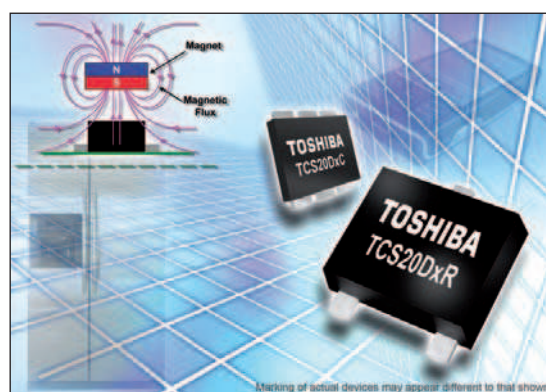
assumere la responsabilità delle business relation con i fornitori di Arrow e delle strategie dei servizi di engineering nella regione EMEA. Riferirà a Brian McNally, Presidente di Arrow EMEA Components. King succede a Jan Salsgiver, che ritorna negli Stati Uniti dopo cinque anni di successi in qualità di vicepresidente di engineering, marketing e gestione risorse prodotti nei Paesi EMEA. Recentemente King è stato Presidente di Farnell Europe e direttore globale presso Farnell del segmento Electronic Design Engineering. In precedenza aveva invece ricoperto la carica di vicepresidente dello sviluppo vendite di Arrow EMEA.

CODICE MIP 2797199

MICROCHIP:
nuovi opamp low-power

Microchip annuncia gli op amp general-purpose MCP6H01 e MCP6H02 (MCP6H01/2), caratterizzati da correnti di riposo di 135 A tipici, da un prodotto guadagno-banda di 1.2 MHz e da una tensione di alimentazione che va da 3.5V a 16V. Questi dispositivi offrono anche una tensione massima di offset di 3.5 mV, un CMMR (Common Mode Rejection Ratio) tipico di 100 dB e un PSSR (Power-Supply Rejection Ratio) tipico di 102 dB. I nuovi MCP6H01/2 sono stati progettati per applicazioni che operano con tensioni di alimentazione fino a 16V, per esempio strumentazione portatile e misuratori cardiaci o di pressione sanguigna per il settore medicale; sensori di prossimità, di temperatura e di flusso per applicazioni automotive; sensori di corrente high-side destinati ai mercati industriale e degli alimentatori.

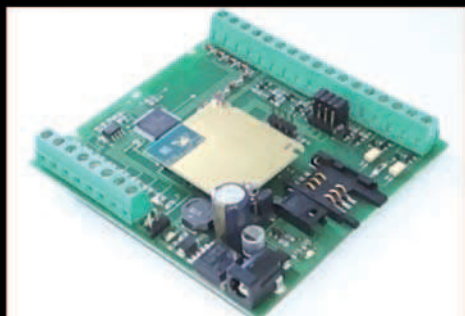
CODICE MIP 2797333

Nuovi sensori integrati ad effetto Hall

Toshiba Electronics Europe (TEE) ha presentato una nuova serie di sensori magnetici con uscita digitale in grado di offrire un'elevata sensibilità e un funzionamento a bassa potenza in architetture a montaggio superficiale di piccole dimensioni. Questi nuovi sensori integrati supportano la richiesta di risparmio energetico in apparecchiature portatili a batteria oltre che in elettrodomestici o applicazioni industriali in cui lo spegnimento di specifiche funzioni contribuisce all'efficienza generale del sistema. La nuova serie TCS20Dxx offre un rilevamento a doppio polo ed è disponibile nelle configurazioni di uscita push-pull (TCS20DPx) e open-drain (TCS20DLx). Il più piccolo contenitore è l'ultracompatto CST6C (TCS20DxC). Con superficie di soli 1,5 mm x 1,15 e un'altezza di appena 0,38 mm, questa versione è l'ideale in dispositivi di commutazione senza contatto come il rilevamento di apertura/chiusura in dispositivi portatili a batteria. Poiché gli elettrodomestici e le applicazioni industriali sono tipicamente meno sensibili ai problemi di spazio, Toshiba offre anche dispositivi TCS20DxR in contenitori SOT-23F da 2,9 mm x 2,4 mm x 0,8 mm.

CODICE MIP 2794376

Axis amplia la propria offerta di telecamere

Axis Communications presenta le nuove telecamere termiche AXIS Q1921 e AXIS Q1921-E. La maggiore risoluzione e la grande varietà di obiettivi selezionabili garantiscono una maggiore qualità dell'immagine e una portata di rilevazione più ampia. Queste nuove telecamere sono ideali per realizzare la sorveglianza di aree o perimetri 24x7, in tutte le applicazioni di sicurezza come strade, tunnel e aeroporti. Le telecamere termiche creano immagini basate sul calore che viene sempre irradiato da qualsiasi oggetto, veicolo o persona. Questo permette alle telecamere termiche di vedere in condizioni di completa oscurità e inviare immagini che permettono agli operatori di rilevare le attività sospette e di agire di conseguenza. Le telecamere termiche sono inoltre in grado di gestire le condizioni meteorologiche difficili in modo migliore rispetto alle telecamere tradizionali consentendo agli operatori, ad esempio, di vedere in condizioni di nebbia, polvere e fumo.

CODICE MIP 2794529

PRQA presenta Management Information System

PRQA I Programming Research ha annunciato il suo nuovo software Management Information System, MIS Version 1.1. Costruito sui risultati positivi dei primi sviluppi del sistema, MIS contiene ora nuove importanti funzioni che aiutano i team di sviluppo, professionisti della qualità, e senior management a centrare gli obiettivi di qualità del software in continua evoluzione. Fin dal suo lancio nel Dicembre 2009, e nelle versioni beta di prova precedenti, abbiamo potuto vedere un enorme interesse nei confronti del MIS quale piattaforma di sviluppo per la gestione della qualità", ha dichiarato Fergus Bolger, CTO di PRQA. Il Team PRQA ha sviluppato MIS per affrontare i crescenti problemi del software scritto a risparmio e come tale manutenuto. Progettato quale risposta alle richieste che venivano dai maggiori clienti con situazioni critiche di sicurezza e mission i quali aspiravano alla best practice nel software, MIS permette la gestione di progetti di qualità e il loro reporting, ed aumenta la visibilità per le questioni e progressi fuori dall'ambiente di sviluppo.

CODICE MIP 2794758

di ANTONIO GIANNICO

APPLICAZIONI PRATICHE

Il Timer 555 (Parte 2)

Il Timer 555 permette di implementare moltissime applicazioni pratiche soprattutto nel campo della generazione di forme d'onda ma non solo. Generatori d'onda quadra, a dente di sega, triangolari, Trigger di Schmitt, relè crepuscolari, divisori di frequenza, circuiti antirimbalzo, VCO, circuiti di Reset all'accensione o funzionanti come Flip-Flop RS e tanti altri possono essere implementati utilizzando un 555 e pochissimi altri componenti esterni.

Nel precedente numero di Fare Elettronica abbiamo introdotto il Timer 555 e ne abbiamo esaminato l'architettura circuitale interna. Sulla base di questa abbiamo esposto i dettagli matematici che descrivono le due principali configurazioni circuitali di impiego di questo componente cioè quella astabile e quella monostabile. Abbiamo anche preso in considerazione le diverse sigle commerciali sotto cui è possibile trovare in commercio questo semplice e importante componente sia in tecnologia bipolare che CMOS. In questo secondo ed ultimo articolo dedicato all'argomento prenderemo in esame una serie di circuiti applicativi che è possibile realizzare attraverso un Timer 555 e pochi altri componenti esterni. Per motivi di spazio tratteremo solo le implementazioni e le applicazioni circuitali che riteniamo più importanti e di maggiore rilievo applicativo. Da un punto di vista sia qualitativo che analitico il comportamento dei circuiti che saranno presentati si basa su quanto detto ed esposto nella precedente puntata. In ogni caso, per rendere la trattazione più semplice ed i concetti che saranno esposti più facilmente comprensibili, accompagneremo ciascuno dei circuiti presentati con una breve spiegazione del funzionamento ed alcune simulazioni circuitali esplicative che ne evidenzino il comportamento ingresso-uscita nel dominio del tempo. Il lettore potrà, ovviamente, ripetere queste simulazioni a patto di possedere un simulatore circuitale che contenga tra le sue librerie il modello spice del Timer 555. In questo modo potrà esplorare direttamente la flessibilità di questo componente ed il comportamento dei circuiti presentati al variare dei valori dei componenti esterni. Nell'analizzare i circuiti

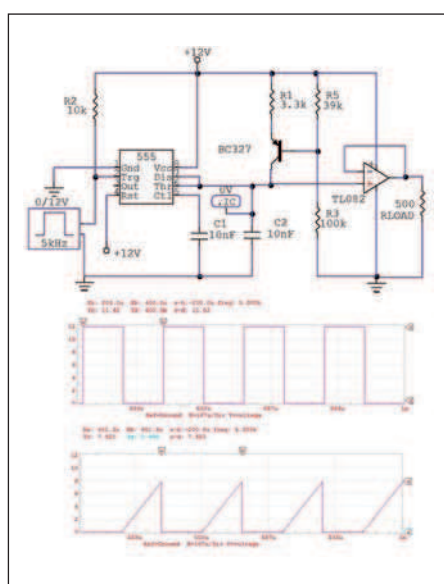



Figura 1: Schema elettrico di un generatore d'onda a dente di sega implementato mediante un Timer 555 (in alto), forma d'onda quadra in ingresso (al centro) e forma d'onda a dente di sega in uscita (in basso).

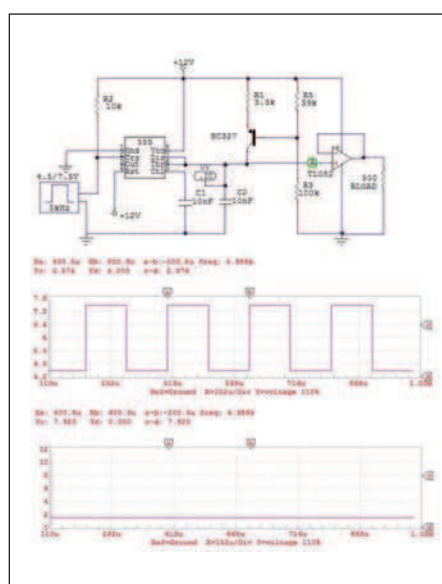



Figura 2: Schema elettrico del generatore d'onda a dente di sega con Timer 555 (in alto), forma d'onda quadra in ingresso (al centro) e forma d'onda in uscita (in basso). Il livello alto dell'onda quadra risulta 7,5V<2/3Vcc mentre il livello basso risulta 4,5V>1/3Vcc da cui consegue l'impossibilità di generare la forma d'onda a dente di sega in uscita.

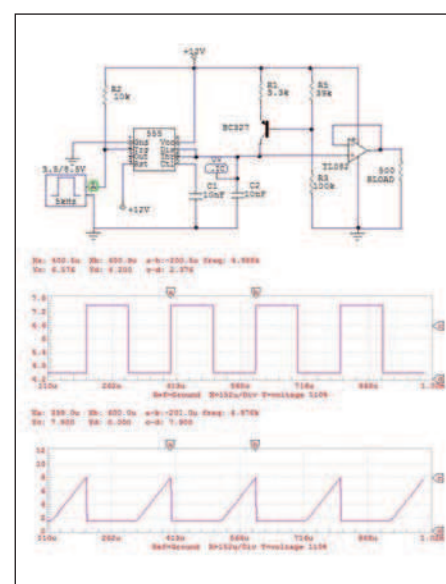



Figura 3: Schema elettrico del generatore d'onda a dente di sega con Timer 555 (in alto), forma d'onda quadra in ingresso (al centro) e forma d'onda in uscita (in basso). Il livello alto dell'onda quadra risulta 7,5V<2/3Vcc=8V mentre il livello basso risulta 4,5V>1/3Vcc=4V da cui consegue la generazione della forma d'onda a dente di sega in uscita.

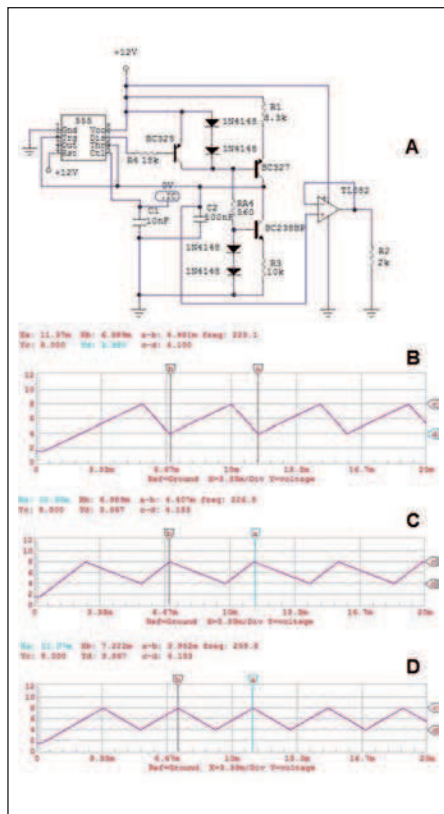



Figura 4: A)Generatore d'onda triangolare con Timer 555; B) Uscita con R_1=3,3 kΩ ed R_3=4,7 kΩ; C) Uscita con R_1=3,3 kΩ ed R_3=10 kΩ; D) Uscita con R_1=3,3 kΩ ed R_3=6,6 kΩ .

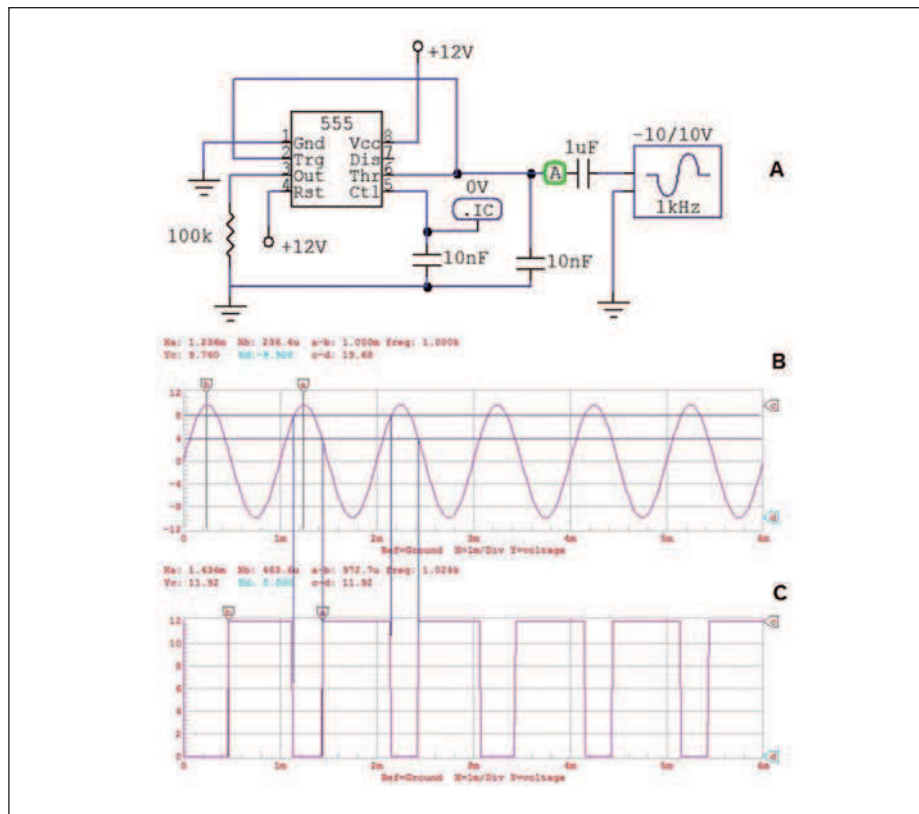



Figura 5: Trigger di Schmitt realizzato con Timer 555 e comportamento ingresso: uscita nel dominio del tempo per ingresso sinusoidale; si notino i due livelli di soglia 1/3Vcc e 2/3Vcc.

che proporremo consigliamo di tenere sempre ben presente la funzione di ciascun pin, l'architettura interna del Timer 555 e la trattazione analitica proposta nella precedente puntata per il comportamento del circuito astabile e quello monostabile con 555. Premesso ciò, possiamo anticipare le applicazioni circuitali del timer 555 che presenteremo nei prossimi paragrafi:

- Generatore d'onda a dente di sega;
- Generatore di segnale ad onda triangolare;
- Trigger di Schmitt;
- Relè crepuscolare;
- Divisore di Frequenza;
- V.C.O. (Voltage Controlled Oscilaltor);
- Circuito di reset all'accensione;
- Circuito Set/Reset;
- Circuito monostabile antirimbalzo;
- Circuito elevatore di tensione;
- Generatore di tensione negativa;
- Lampeggiatore doppio a Led;
- Circuito di Start e Stop temporizzato;
- Altri circuiti applicativi e osservazioni

Ovviamente, tralasciamo il generatore d'onda quadra già trattato nella precedente puntata. Concluderemo l'articolo con un paragrafo in cui daremo qualche spunto per la realizzazione di ulteriori circuiti applicativi impieganti il Timer 555 e con alcune osservazioni. In letteratura e sulle application note dedicate a questo componente potrete trovare varianti più o meno simili di questi circuiti. Chi vorrà eseguire sperimentazioni pratiche su di essi piuttosto che simulazioni circuitali al computer, potrà limitarsi a procurarsi una bread-board, un alimentatore e qualche componente passivo. Gli stessi circuiti potranno inoltre essere modificati più o meno leggermente ed adattati per l'impiego in diverse applicazioni pratiche.

GENERATORI DI FORME D'ONDA

Il problema della generazione di forme d'onda è estremamente ricorrente in elettronica. Una stessa forma d'onda può essere generata in diversi modi e con diverse configurazioni circuitali impieganti diversi tipi di dispositivi. Ci sono tuttavia principi che sono abbastanza ricorrenti come quelli che vedono la generazione di forme d'onda ottenute mediante circuiti astabili che basano il loro funzionamento sulla carica e scarica di un condensatore. Il Timer 555 è un componente che può essere facilmente utilizzato per realizzare applicazioni di questo tipo. Contrariamente a quanto i meno esperti pensano, esso può essere utilizzato in tal senso non solo per generare un'onda quadra di cui controllare sia la frequenza che il duty-factor, come mostrato nella precedente puntata, ma anche per generare altri tipi di forme d'onda come quelli a dente di sega e quelli ad onda triangolare. Nei successivi due paragrafi parleremo proprio di questi due tipi di generatori di forma d'onda implementati mediante un Timer 555. Raccomandiamo di fare particolare attenzione a cogliere quali siano i componenti che determinano, fisicamente, i parametri caratteristici delle forme d'onda che si ottengono, al di là degli aspetti puramente analitici mostrati nella precedente puntata e

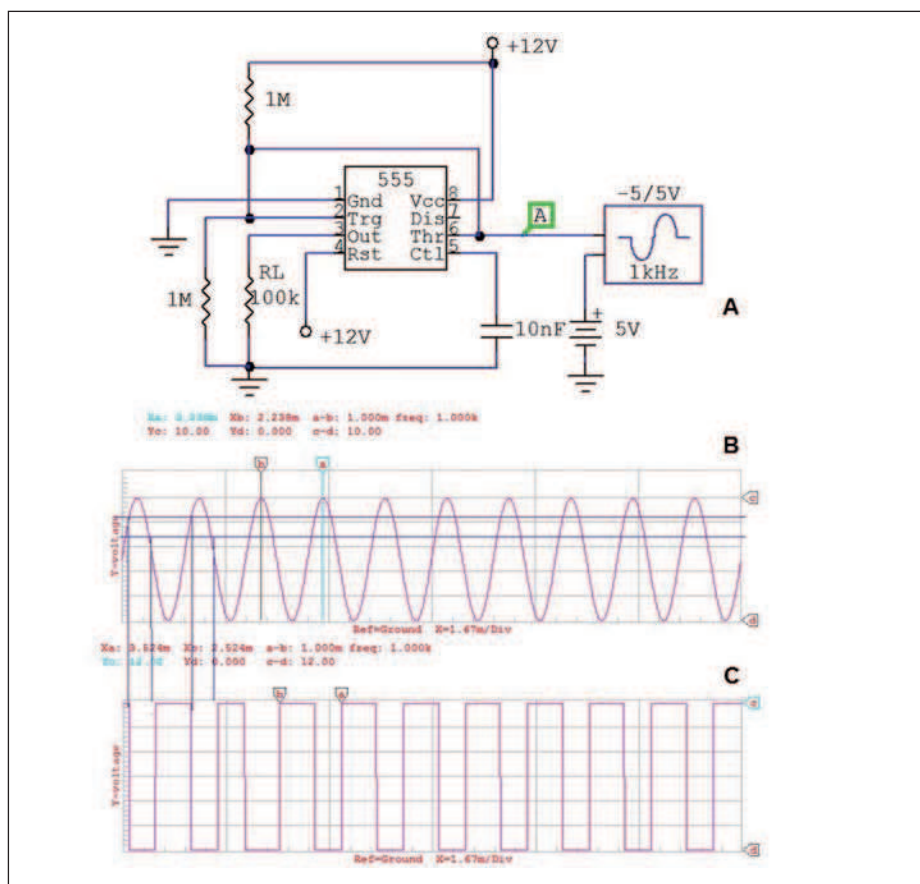



Figura 6: Altra configurazione circuitale che consente di realizzare un Trigger di Schmitt e relativa simulazione ingresso: uscita.

di cogliere, quando possibile, quali siano i limiti applicativi di questi circuiti. In generale, infatti, è bene comprendere sempre a priori, per una assegnata topologia circuitale, cosa ci si deve attendere da un circuito ed in particolare dalla variazione di un valore ohmico o della capacità di un condensatore al di là dei calcoli e quale debba essere l'ordine di grandezza delle resistenze e capacità da utilizzare per ottenere dal circuito un determinato comportamento. Uno dei limiti, per esempio, che occorre avere sempre bene in mente è il limite di frequenza delle forme d'onda che è possibile ottenere e che sono legate direttamente ai tempi di salita e discesa del componente (100-200 ns nel caso del Timer 555). Se dimensionate quindi un astabile con Timer 555 per ottenere un'onda quadra di 100MHz non meravigliatevi se il circuito non funziona esattamente come vi aspettate!

GENERATORE D'ONDA A DENTE DI SEGA

Lo schema circuitale di questo generatore di forma d'onda è riportato in **figura 1**. Come stadio di uscita del circuito è stato utilizzato l'operazionale a FET TL082 contenente due amplificatori operazionali. Di questi uno solo è effettivamente utilizzato come buffer verso il carico.

Ovviamente non cambia assolutamente niente, a meno del package, se si utilizza un TL084, tranne il fatto che saranno adesso inutilizzati 3 operazionali visto che in questo caso si tratta di un quad-opamp o se si utilizza un altro operazionale dello stesso tipo. In realtà, il funzionamento del circuito da generatore a dente di sega non dipende dalla presenza dell'operazionale il quale, lo ripetiamo, svolge il semplice ruolo di buffer di segnale. Una piccola modifica, a tale proposito, può essere opportuna per migliorare il circuito stesso da un punto di vista di flessibilità pratica. È infatti possibile inserire al posto dello stadio di uscita ad inseguitore di tensione uno stadio di guadagno sempre ad amplificatore operazionale ma con guadagno impostabile, per esempio attraverso un trimmer di regolazione sulla rete di reazione.

Un'altra variante che si può introdurre è quella di realizzare uno stadio di uscita che consenta di inserire una continua sul segnale di cui sia possibile controllare il valore. Al di là di questi miglioramenti è importante analizzare quali siano i componenti cui sono legati i parametri temporali della forma d'onda in uscita. In ogni caso occorre comprendere che alla base del funzionamento del circuito vi è il fatto che ogni volta che l'ingresso porta il piedino 2 a massa, sul piedino 6 e 7 si innesca la generazione di un dente di sega come le simulazioni di **figura 1** mostrano chiaramente. Se ricordate quanto detto nella precedente puntata a riguardo delle tensioni di riferimento 1/3Vcc e 2/3Vcc dovute al partitore interno del 555 dovreste riuscire a comprendere che in effetti il dente di sega si origina più precisamente a patto che l'onda quadra in ingresso presenti livello logico "0" inferiore ad 1/3Vcc e livello logico "1" superiore a 2/3Vcc. Nella simulazione proposta (Vcc=12V) significa avere livello basso non superiore a 4 V e livello alto non inferiore a 8V. Infatti, se si osserva la simulazione di **figura 2** ("1"=4,5V e "0"=7,5V) si nota che l'uscita non fornisce alcun dente di sega mentre in **figura 3** rispettando questa condizione ("1"=8,5V>2/3Vcc=8V e "0"=3,5V<1/3Vcc=4V) si riesce ad ottenere l'atteso dente di sega. Questa è una prima condizione da rispettare, pertanto, se si vuole ottenere il corretto funzionamento del circuito. A questo punto non è difficile comprendere come il transistor pnp serva semplicemente a caricare a velocità costante la capacità C_2. Ovviamente già sul pin invertente dell'operazionale è presente il dente di sega, dato che l'operazionale a FET consente semplicemente di disaccoppiare il 555 dal carico in maniera tale da non sovraccaricare l'integrato. Ovviamente, si sta supponendo di partire da un onda quadra in ingresso ma come ottenere quest'ultima è cosa a noi nota visto quanto detto nella precedente puntata a riguardo del Timer 555 utilizzato in configurazione astabile. Tralasciamo di esporre la trattazione analitica ed i calcoli che definiscono le caratteristiche temporali della forma d'onda, visto che risultano analoghi a quelli già visti nella precedente puntata per il circuito astabile ed il monostabile. Appare invece più interessante l'analisi fisica qualitativa del circuito che in maniera rapida ed efficace ci consente di comprenderne le variazioni del comportamento in funzione della variazioni

parametriche dei componenti. Si possono fare allora le seguenti osservazioni:

- l'aumento della tensione di alimentazione consente di avere una carica più ripida ma porta il dente di sega a raggiungere un valore più elevato per cui questo parametro non influisce significativamente sul periodo del dente di sega;
- il periodo dell'onda può essere considerato proporzionale al valore della capacità C_2 da caricare (a corrente costante) per cui aumentando C_2 aumenta il tempo di salita dell'onda e viceversa;
- aumentando R_2 diminuisce la rapidità con cui viene caricato C_2 è quindi aumenta ancora una volta il tempo di salita dell'onda.

Ovviamente, le caratteristiche temporali della forma d'onda ed in particolare il periodo complessivo comprendente la salita del dente di sega e la porzione a valore nullo dipendono fortemente anche dal periodo e dal duty-factor dell'onda quadra in ingresso, parametri che possono essere facilmente impostati se si realizza il generatore d'onda quadra nella forma di circuito astabile con Timer 555 presentato nella precedente puntata.

GENERATORE DI SEGNALE AD ONDA TRIANGOLARE

Il circuito di Figura 4 riporta l'implementazione di un generatore d'onda triangolare ottenuta mediante il Timer 555. Come al solito è preferibile interporre un buffer tra l'uscita ed il carico o se vogliamo è possibile rendere più flessibile il circuito stesso attraverso un amplificatore ad operazionale con guadagno regolabile in uscita. Come al solito, i componenti indicati possono essere sostituiti anche con analoghi dello stesso tipo senza che ciò comporti sostanziali modifiche nel comportamento del circuito. La rampa di salita si sviluppa grazie alla carica che fluisce verso il condensatore C_2 attraverso il transistor pnp ed interessa quindi il resistore R_1 mentre la scarica interessa prevalentemente il transistor npn e quindi la resistenza R_3.

Il transistor pnp pilotato dal pin 7 del timer 555 serve invece a bloccare l'altro pnp in fase di scarica del condensatore C_2 (fase discendente dell'onda triangolare). Evidentemente, tanto più grande è il prodotto R_1C_2 tanto più lentamente evolve la salita dell'onda triangolare e viceversa; tanto più grande è il prodotto R_3C_2 tanto più lento è il fronte di discesa della stessa onda. Agendo su valori ohmici dei resistori e capacitivi dei condensatori è quindi possibile variare sia la durata del fronte di salita che quella del fronte di discesa dell'onda. In particolare, nella pratica si potrà impiegare, al posto dei suddetti resistori, dei trimmer in modo da conferire sufficiente flessibilità di impiego al circuito. Si noti come sia piuttosto semplice capire l'ordine di grandezza dei fronti di salita e di discesa: è infatti sufficiente far riferimento all'ordine di grandezza dei suddetti prodotti RC. È importante osservare (evitiamo di dimostrarlo analiticamente) che se si vuole ottenere una forma triangolare con fronte di salita e fronte di discesa perfettamente identici, da un punto di vista di durata temporale, è necessario che sia $R_3=2R_1$. Quanto detto è facilmente riscontrabile nelle simulazioni proposte in **figura 4**. È inoltre interessante notare come l'onda triangolare sia compresa sempre tra un valore minimo pari a 1/3Vcc ed un valore massimo pari a 2/3Vcc come i tre casi simulati in **figura 4** mo-

Figura 7: Agendo opportunamente sul pin 5 (Ctrl) è possibile modificare le tensioni di soglia del trigger. Imponendo per esempio Vctrl=0,5V le due soglie risultano 0,25V e 0,5V e questo rende la forma d'onda di uscita vicino ad una forma impulsiva.

strano chiaramente e in cui risulta più precisamente 1/3Vcc=4V e 2/3Vcc=8V.

TRIGGER DI SCHMITT

Il Trigger di Schmitt è un circuito molto comune in diverse applicazioni elettroniche in cui si ha a che fare, per esempio, con termostati, sensori di temperatura analogici, interruttori crepuscolari e tutte quelle applicazioni in cui il passaggio da uno stato di funzionamento ad un altro non è netto ma spesso stazione per un certo tempo nella zona di confine causando commutazioni successive dell'elettronica che si occupa di rilevare la stessa transizione. Attuatori a relè o di altro tipo comincerebbero a vibrare oscillando in maniera incontrollata durante la transizione, allarmi comparirebbero e scompaiono in rapida successione in maniera del tutto instabile in determinati tipi di applicazioni. Il Timer 555 può essere utilizzato come comparatore a doppia soglia, cioè più precisamente con isteresi cioè appunto come Trigger di Schmitt in maniera tale che l'uscita passi a livello logico "0" solo dopo che l'ingresso abbia superato la soglia 2/3Vcc e che torni a livello 1 solo dopo che essa sia scesa al di sotto di 1/3Vcc. In **figura 5** è riportato lo schema circuitale di questa applicazione ed una sua simulazione che rende evidente quanto detto. È importante osservare che essendo le due soglie pari rispettivamente ad 1/3Vcc e 2/3Vcc, il segnale di ingresso da processare dovrà essere di ampiezza sufficientemente elevato (si pensi ad un onda sinusoidale da processare in maniera tale da ottenere una forma d'onda quadra come mostrato nell'esempio di **figura 5**). Se il segnale non è di ampiezza elevata è possibile tuttavia ridurre il valore di tensione di alimentazione del 555 in maniera tale da adattare le soglie al segnale. Ovviamente, quanto mostrato con riferimento ad un segnale di ingresso sinusoidale può essere applicato anche a segnali di altra forma: il principio di funzionamento rimane identico.

In Figura 6 presentiamo un altro circuito con Timer 555 che implementa, come quello riportato in **figura 5**, un Trigger di Schmitt. In realtà le due soglie del trigger possono essere variate rispetto ai valori standard 1/Vcc e 3/3Vcc. Facciamo osservare, infatti, come sia piuttosto intuitivo immaginare che le soglie possano essere modificate, in base a quanto mostrato relativamente al circuito equivalente interno del 555 nella precedente puntata ed in particolar modo in relazione al pin 5 (Ctrl-pin di controllo). Se si impone un determinato livello di tensione V(pin5) su questo pin infatti le due tensioni di soglia mutano rispettivamente in V(pin5) e V(pin5)/2. In **figura 5** è riportato proprio un esempio di questo tipo di applicazione in cui si sta imponendo V(pin5)=0,5V da cui conseguono due soglie di trigger rispettivamente pari a 0,25V e 0,5V. Si comprende allora come un circuito di questo tipo possa essere anche utilizzato per ottenere una forma d'onda praticamente di tipo impulsivo a partire da una originaria forma d'onda sinusoidale (come i risultati stessi della simulazione **figura 7** mostrano chiaramente).

RELÈ CREPUSCOLARE

Abbiamo visto, nelle precedenti configurazioni circuitali, come sia possibile realizzare con il Timer 555 un trigger di Schmitt il che rappresenta ovviamente qualcosa di più di un semplice comparatore. Questo può spingerci a chiederci se è possibile realizzare, allora, qualcosa che funzioni proprio come un comparatore e che consenti di implementare, per esempio, un circuito sensibile all'intensità luminosa cioè, in sostanza, un relè crepuscolare. La risposta è ovviamente "SI". Il circuito cui facciamo riferimento è quello di **figura 8**. Il livello di luminosità è rilevato dalla fotoresistenza R_5 ed il segnale ottenuto dalla partizione R_5-R_6 è applicato sul pin2 del Timer 555. In presenza di buio, il fotoresistore presenta resistenza dell'ordine dei megaohm e conseguentemente la tensione sul pin2 è prossima a zero mentre in presenza di luce la foto-

Figura 8: A) Relè crepuscolare implementato mediante Timer 555; B) in presenza di buio (fotoresistenza R_5=1MΩ) l'uscita CMD è a livello alto e può attivare il circuito di illuminazione; C) R_5=120kΩ: condizione riconosciuta ancora come buio; CMD può ancora una volta attivare il circuito di illuminazione; D) R_5=80KΩ (Vtrg<1/3Vcc): condizione riconosciuta come "presenza di luce" da cui CMD=0.

resistenza presenta valore ohmico dell'ordine dei chiloohm e di conseguenza sul pin2 si ha un valore di tensione prossimo a Vcc. In generale, quando la tensione sul pin2 scende al di sotto di 1/3Vcc l'uscita sul pin3 si porta a livello alto. Se la resistenza R_2 invece di essere portata a massa viene impiegata per pilotare un relè, quando aumenta il livello di buio, in misura tale da portare il pin2 sotto il valore 1/3Vcc, il relè si eccita; viceversa, quando il livello di luce è tale da portare il livello di tensione del pin2 al di sopra di 1/3Vcc il segnale sul pin3 si porta a livello basso ed il relè si diseccita. Quanto riportato in **figura 8** ed in particolare in **figura 8A**, **B** e **C**, conferma esattamente quanto detto. Ovviamente, si potrebbe modificare il circuito invertendo le posizioni del fotoresistore R_5 e della resistenza R_6. In queste condizioni il comportamento del circuito diviene esattamente il complementare di quello descritto; di conseguenza sarà necessario utilizzare non più un relè normalmente aperto bensì un relè normalmente chiuso affinché quest'ultimo chiuda correttamente il circuito di illuminazione solo in presenza di buio e lo apra in presenza di luce. In ogni caso, è importante notare come il livello 1/3Vcc, che definisce elettricamente la situazione di confine tra luce e buio, venga raggiunto con maggiore anticipo o ritardo a seconda del valore ohmico del resistore R_6. Questo significa che il modo più efficace di strutturare il circuito è quello di utilizzare, al posto della resistenza R_6, un trimmer la cui regolazione determina, sostanzialmente, la regolazione della sensibilità del circuito stesso e quindi del relè crepuscolare; più elevato sarà il valore ohmico di R_6 impostato attraverso il trimmer e minore sarà la sensibilità del relè e viceversa. Se in particolare si porta trimmer a valore ohmico nullo il relè risulterà sempre acceso a prescindere dal valore ohmico presentato dal fotoresistore.

DIVISORE DI FREQUENZA

Il circuito di **figura 9** mostra in che modo un timer 555 possa essere impiegato per realizzare un divisore di frequenza. In pratica, il circuito è un monostabile che ha l'effetto di allungare il tempo dell'impulso del segnale di uscita rispetto al segnale in ingresso che è supposto di forma quadrata. In pratica, è sufficiente fare riferimento al principio di funzionamento del circuito monostabile trattato nella precedente puntata per comprendere correttamente e nei dettagli il funzionamento del circuito. Ovviamente, la cosa fondamentale che è necessario individuare in un circuito di questo tipo è in che modo sia possibile modificare il fattore di divisione del clock in ingresso. È semplice comprendere allora come modificando il valore della capacità C_2 sia possibile modificare il fattore di divisione che ovviamente risulterà, in ogni caso, un intero (2,3,4, ecc..).

In particolare, aumentando via via il valore capacitivo del suddetto condensatore si allunga il periodo della forma d'onda in uscita, il che equivale ad aumentare il fattore di divisione. In generale, il circuito può accettare solo frequenze effettivamente trattabili dal Timer 555, cioè frequenze fino ad un massimo di circa 500KHz se si impiegano 555 classici in tecnologia bipolare oppure fino a circa 1,5GHz nel caso in cui si utilizzino Timer 555 CMOS. Per il corretto funzionamento del circuito è in realtà importante non solo rispettare questi limiti ma anche utilizzare un onda di ingresso che abbia un valore massimo non inferiore ad 1/3Vcc. In caso contrario è possibile adattare il valore della tensione di alimentazione Vcc del Timer 555 riducendola opportunamente. In generale, il fattore di divisione dipende sia da C_2 che da R_1. Non ci soffermiamo ulteriormente sull'applicazione visto che fondamentalmente ricalca quella del monostabile trattato nella precedente puntata.

Figura 9: Circuito divisore di frequenza con Timer 555; agendo sul valore del condensatore C_2 è possibile definire il fattore di divisione; A) Ingresso; B) C_2=2,2nF; C) C_2=22nF ; D) C_2=33 nF.

V.C.O. (VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR)

Nella precedente puntata abbiamo visto come sia possibile sfruttare la configurazione astabile del Timer 555 per realizzare un generatore d'onda quadra. In quella occasione abbiamo detto che nella dinamica di funzionamento del circuito sono fondamentali le tensioni interne di riferimento, pari rispettivamente a 1/3Vcc e 2/3Vcc. In quella occasione abbiamo anche detto che tali livelli di riferimento interno possono essere modificati agendo sul pin 5 applicandovi una cosiddetta tensione di controllo. Evidentemente, l'applicazione di una tensione di controllo su questo pin, come è semplice immaginare se si ricorda la trattazione analitica dell'astabile, modifica la dinamica ed i tempi di carica e scarica della capacità sul pin 2 e sul pin 6. Questo effetto può allora essere sfruttato per aumentare il tempo di carica e scarica (aumento della tensione sul pin 5 rispetto al riferimento tipico 2/3Vcc) o per diminuirlo (diminuzione della tensione sul pin 5 rispetto al riferimento tipico interno 2/3Vcc).
Corrispondentemente si ha allora una diminuzione della frequenza di clock in uscita oppure un aumento. L'effetto può allora essere sfruttato per realizzare un VCO cioè un oscillatore controllato in tensione.
In conclusione, il valore di frequenza dell'onda quadra in uscita dipende non solo dalla capacità di carica e dalle due resistenze R_1 ed R_2, secondo le relazioni viste nella precedente puntata ma anche dalla tensione applicata sul pin5. Quanto esposto può essere espresso analiticamente considerando al posto dei livelli 1/3Vcc e 2/3Vcc considerati nella trattazione della configurazione astabile (precedente puntata) i valori determinati dalla tensione applicata sul pin 5 (tensione di controllo). Quanto detto è riscontrabile in maniera evidente nelle simulazioni circuitali di **figura 10**. Quest'ultima mostra in maniera chiara come all'aumento della tensione di controllo sul pin 5 corrisponda una diminuzione della frequenza dell'onda quadra in uscita mentre al diminuire della stessa tensione corrisponda un aumento della frequenza la quale diventa massima per tensione di controllo nulla.

CIRCUITO DI RESET ALL'ACCENSIONE

In molte applicazioni elettroniche, specie di tipo digitale, risulta utile una operazione di azzeramento o reset al momento dell'accensione. Si pensi, solo per fare l'esempio più semplice ed ovvio, a circuiti contatori. Il circuito mostrato in **figura 11** consente di realizzare esattamente questa applicazione. Alimentando il circuito, il condensatore C_1, che risulta inizialmente scarico, fa si che sull'uscita si presenti un livello alto, come è ovvio comprendere se si fa riferimento al circuito interno del timer 555 mostrato nella precedente puntata. Il condensatore C_1, tuttavia, comincia una fase di carica che culmina con il raggiungimento del valore 2/3Vcc (8V nella simulazione proposta in **figura 11**).In questa

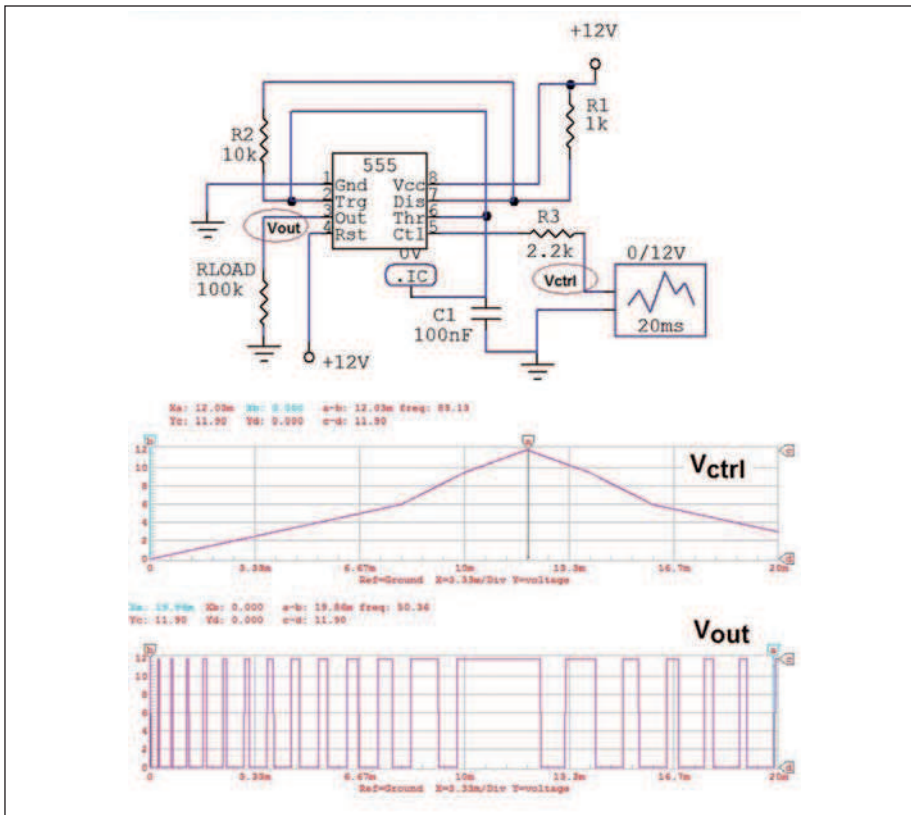



Figura 10: V.C.O. (Voltage Controlled Oscillator) implementato mediante Timer 555 (all'aumentare della tensione di controllo corrisponde la diminuzione della frequenza della forma d'onda quadra).

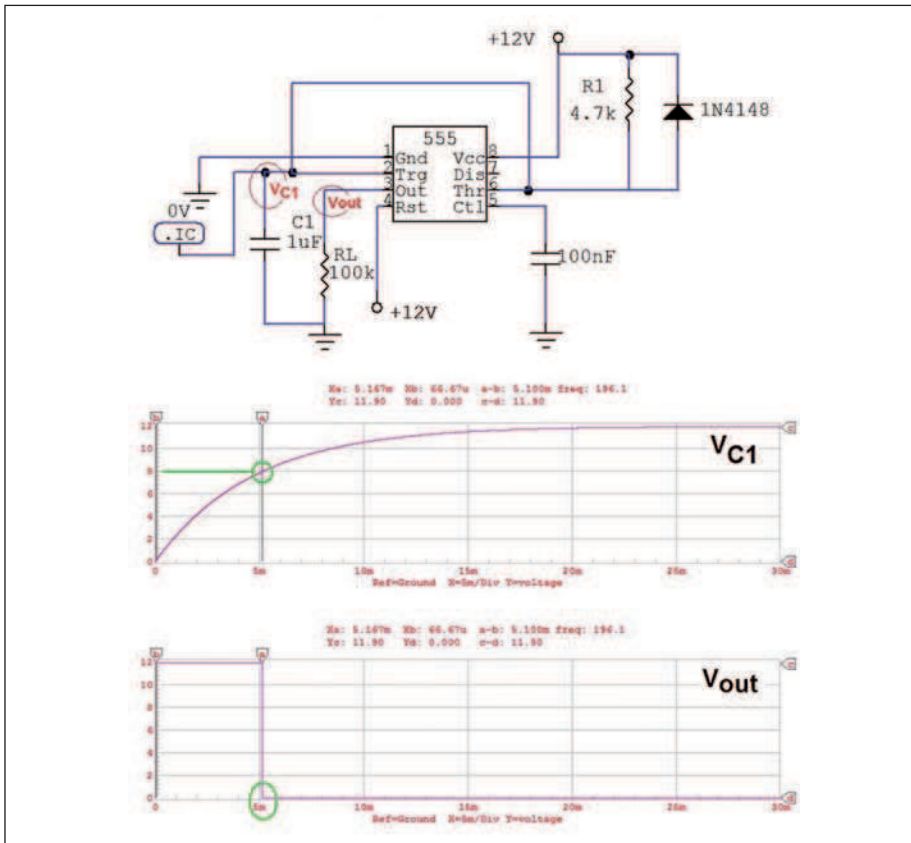



Figura 11: Circuito di reset all'accensione (la commutazione dell'uscita si ha in corrispondenza di VC_1=Vctrl=2/3Vcc=8V).

condizione, l'uscita del circuito si porta immediatamente a livello basso, come è facile comprendere sempre con riferimento ai dettagli circuitali interni discussi nella precedente puntata. Il tempo necessario perché si raggiunga questa condizione è dato evidentemente dalla relazione:

$$V_{cc}\left(1-e^{-\frac{t}{RC}}\right)=\frac{2}{3}V_{cc}$$

$$\Rightarrow T_1 = RC\ln 3 \simeq 1{,}1RC$$

Giunti in questo istante di tempo alla condizione Vout=0 il circuito permane in questo stato fino a che non lo si spegne e lo si riaccende. Quanto esposto è evidenziato sempre nella simulazione circuitale di **figura 11**. Come si può osservare T_1=1,1RC=1,1x4,7kΩx1μF=5,17 ms e questo tempo corrisponde esattamente all'istante in cui, secondo il risultato della simulazione circuitale, il condensatore C_1 raggiunge il livello di tensione pari a 2/3Vcc=8V. Concludiamo la discussione di questa applicazione circuitale del Timer 555 facendo osservare la presenza di un diodo in parallelo alla resistenza R_1. La sua funzione è quella di facilitare una rapida scarica del condensatore C_1 sulle resistenze interne del Timer nel momento in cui si toglie alimentazione al circuito. In questo modo il circuito è immediatamente pronto ad un nuovo ciclo di reset.

CIRCUITO SET/RESET

Il circuito mostrato in **figura 12** si comporta in maniera del tutto analogo ad un Flip-Flop RS. Se si alimenta il circuito e non si preme nessuno dei due pulsanti, l'uscita (pin 3) del Timer 555 risulta a livello basso tanto che ciò è in accordo con il valore alto presente sui pin 2 e 6 dovuto al collegamento a Vcc attraverso la resistenza R4. Se si preme il pulsante P_ON, i pin 2 e 6 del Timer 555 vengono portati a massa e di conseguenza l'uscita del chip sul pin 3 si porta a livello alto. A questo punto l'uscita 3 pilota il transistor in maniera tale da portare i pin 2 e 6 a livello basso per cui il transistor essendo acceso si sostituisce elettricamente al pulsante P_ON che può essere rilasciato senza che l'uscita cambi stato. L'uscita, prelevata come punto di partizione tra le resistenze 3,3 kΩ e 10 kΩ può essere utilizzata, per esempio, per pilotare

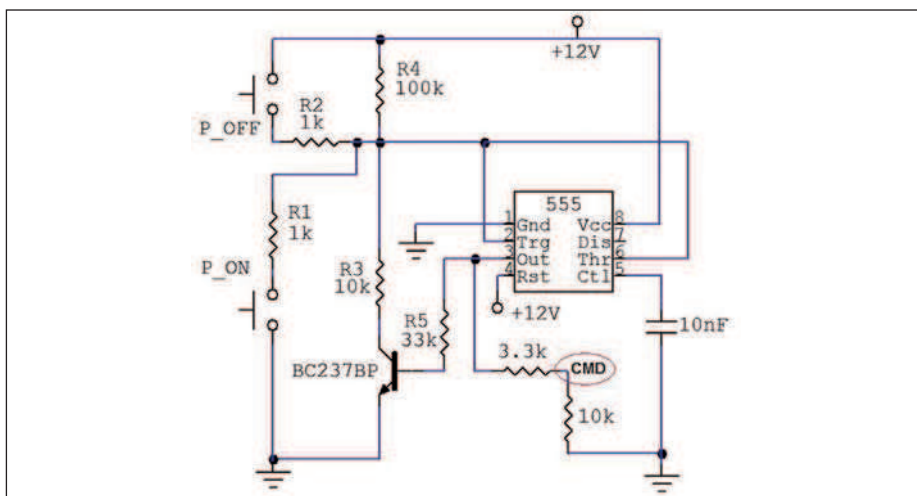



Figura 12: Circuito di Set/Reset realizzato con Timer 555.

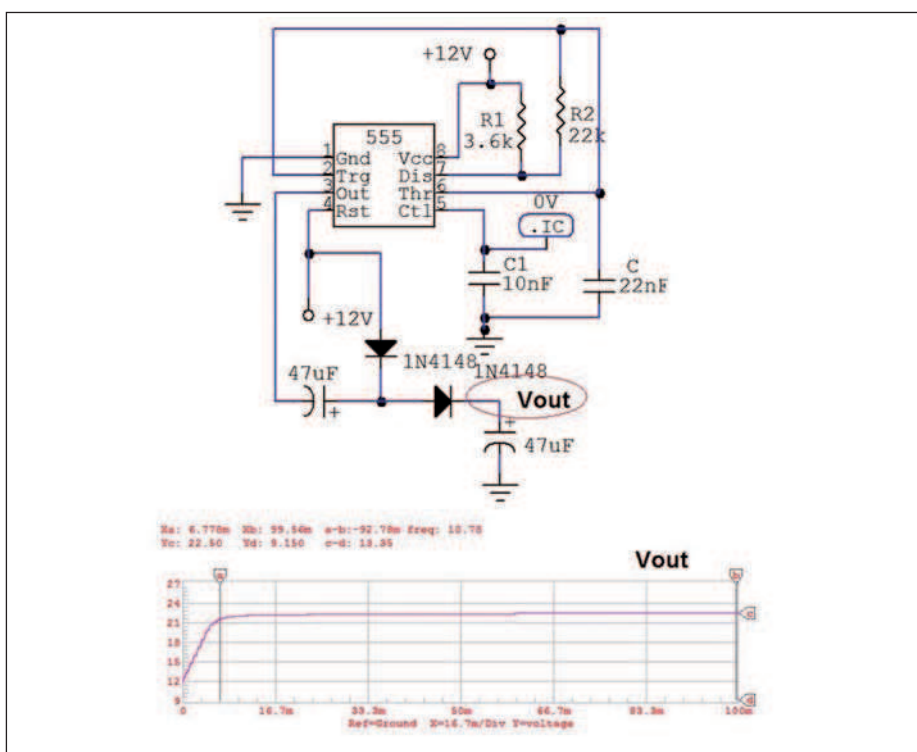



Figura 13: Circuito elevatore di tensione e simulazione circuitale (funzionamento a vuoto).

un transistor che eccita un relè. Ovviamente, il reset del circuito avviene, a questo punto, premendo il pulsante P_OFF il quale porta i pin 2 e 6 a livello alto. Ne consegue che l'uscita sul pin 3 si porta a livello basso, il transistor va in interdizione e la stessa cosa succede all'eventuale relè pilotato. A questo punto il ciclo di funzionamento del circuito può riprende così come già descritto e definisce pertanto una logica di azionamento Set/Reset.

IL CIRCUITO MONOSTABILE COME ANTIRIMBALZO

Nella precedente puntata abbiamo esaminato il comportamento di un Timer 555 nella configurazione monostabile. Un circuito di questo tipo può essere molto utile come filtro antirimbalzo in molte applicazioni elettroniche. Se si preme infatti un pulsante o si impiega un segnale proveniente da un contatto meccanico spesso si hanno dei malfunzionamenti del circuito. Il motivo è facilmente intuibile e può essere verificato impiegando un semplice oscilloscopio. Durante la commutazione di un pulsante o di un contatto meccanico infatti non si ha un segnale elettrico con una transizione netta ed unica da livello alto a livello basso o viceversa ma si hanno, piuttosto, una serie di impulsi di questo tipo comunemente detti rimbalzi che si susseguono in modo estremamente rapida nell'arco di pochi millisecondi o poche decine di millisecondi. Se il contatto determina una transizione dall'alto verso il basso, il circuito monostabile presentato nella precedente puntata e alla cui analisi diretta si rimanda potrà allora essere impiegato imponendo un tempo di filtro degli impulsi pari ad 1,1RC.

CIRCUITO ELEVATORE DI TENSIONE

Il 555 può essere utilizzato anche per elevare una tensione continua di alimentazione. La realizzazione circuitale di questa applicazione è riportata in **figura 13** in cui è proposto un dimensionamento tipico ed il comportamento temporale in uscita ottenuto dalla simulazione dello stesso circuito. Il circuito funziona sostanzialmente come multivibratore astabile (si ricordi la trattazione proposta a riguardo nella precedente puntata). In particolare, è importante notare la topologia del circuito per quanto attiene la polarità dei condensatori e quella dei diodi. Il circuito sul pin 3, in conseguenza al comportamento astabile, presenta un comportamento che pompa carica verso l'uscita determinando l'effetto di elevazione della tensione. Ovviamente, la carica pompata è modesta e quindi, in generale, si potranno alimentare carichi caratterizzati tipicamente da assorbimenti di pochi milliampere di corrente anche perché tanto maggiore è la tensione che si raggiunge in uscita, tanto minore sarà la corrente che il circuito potrà assicurare al carico. I comportamento riportato nella simulazione di **figura 13** fa riferimento al funzionamento a vuoto e pertanto il livello di tensione che si legge in uscita è quello massimo raggiungibile (con il particolare dimensionamento effettuato).

GENERATORE DI TENSIONE NEGATIVA

Con una configurazione analoga a quella presentata nel precedente paragrafo, con l'unica differenza di invertire al polarità delle ca-

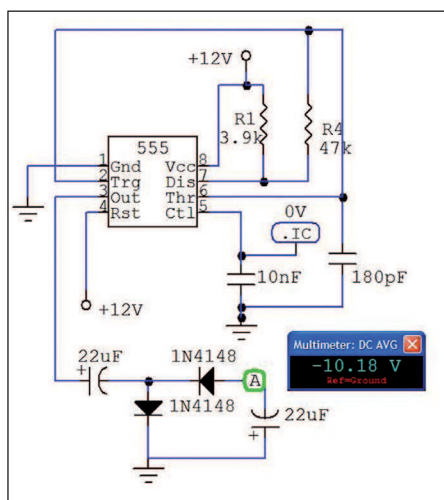



Figura 14: Circuito convertitore di tensione (da tensione positiva a tensione negativa) e relativa simulazione per condizione di funzionamento a vuoto.

pacità sul ramo di uscita e quella dei diodi (**figura 14**) è possibile ottenere una tensione negativa a partire da una tensione positiva (quella di alimentazione). Il funzionamento del circuito è analogo, nel principio di funzionamento, a quello già mostrato precedentemente e valgono pertanto considerazioni analoghe per quanto riguarda le correnti erogabili. Per questo motivo e per brevità evitiamo di dilungarci oltre.

Figura 15: Lampeggiatore alternato di due led regolabile (Trimmer R_0) ottenuto mediante astabile con 555.

LAMPEGGIATORE DOPPIO A LED

Sicuramente vi sarà capitato molte volte di osservare (per esempio in alcune segnaletiche stradali) due lampade lampeggianti alternativamente. Questo tipo di applicazione può essere realizzata in diversi modi e tra questi vi è certamente quello che prevede l'impiego di un timer 555. In **figura 15** è riportato il circuito che implementa questa applicazione valido se si fa l'ipotesi di utilizzare dei diodi led come elementi luminosi.
Ovviamente, nel caso in cui si volessero adottare delle vere e proprie lampade sarà necessario utilizzare lo stesso segnale per pilotare degli opportuni transistor oppure dei relè ma il principio di funzionamento del circuito non cambia. Il circuito a led può essere di impiego pratico più utile di quanto si possa pensare: si immagini, per esempio, di utilizzarlo su una bicicletta durante le ore notturne (per l'alimentazione in questo caso si potrà utilizzare una comune batteria a 9V). Il circuito si comporta fondamentalmente da astabile e segue pertanto le stesse leggi viste nella prima puntata a proposito del Timer utilizzato come generatore d'onda quadra. Il dimensionamento è fatto in maniera tale che la forma d'onda sul pin 3 sia un'onda di periodo compreso tra una frazione di secondo e diversi secondi o decine di secondi. Infatti, se il periodo fosse eccessivamente contenuto non si riuscirebbe ad apprezzare il lampeggiamento dei due diodi che apparirebbero costantemente accessi senza dare la

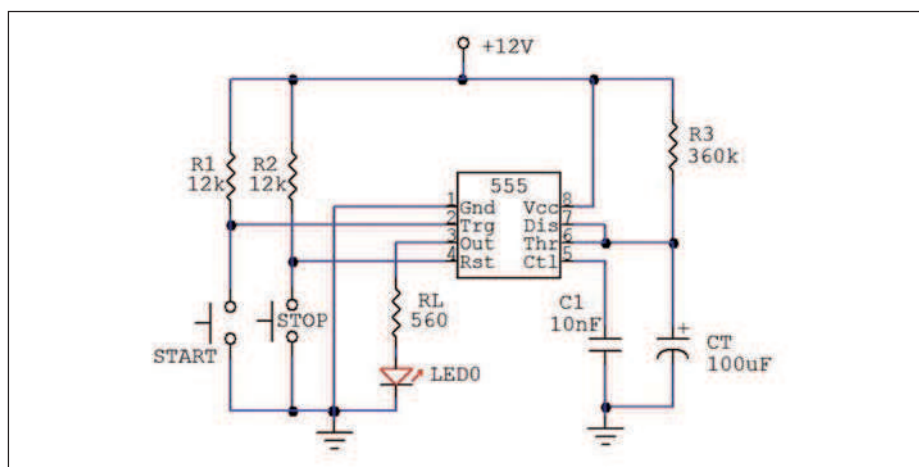



Figura 16: Timer con pulsante di avvio (start), arresto automatico ed arresto forzato anticipato (Stop).

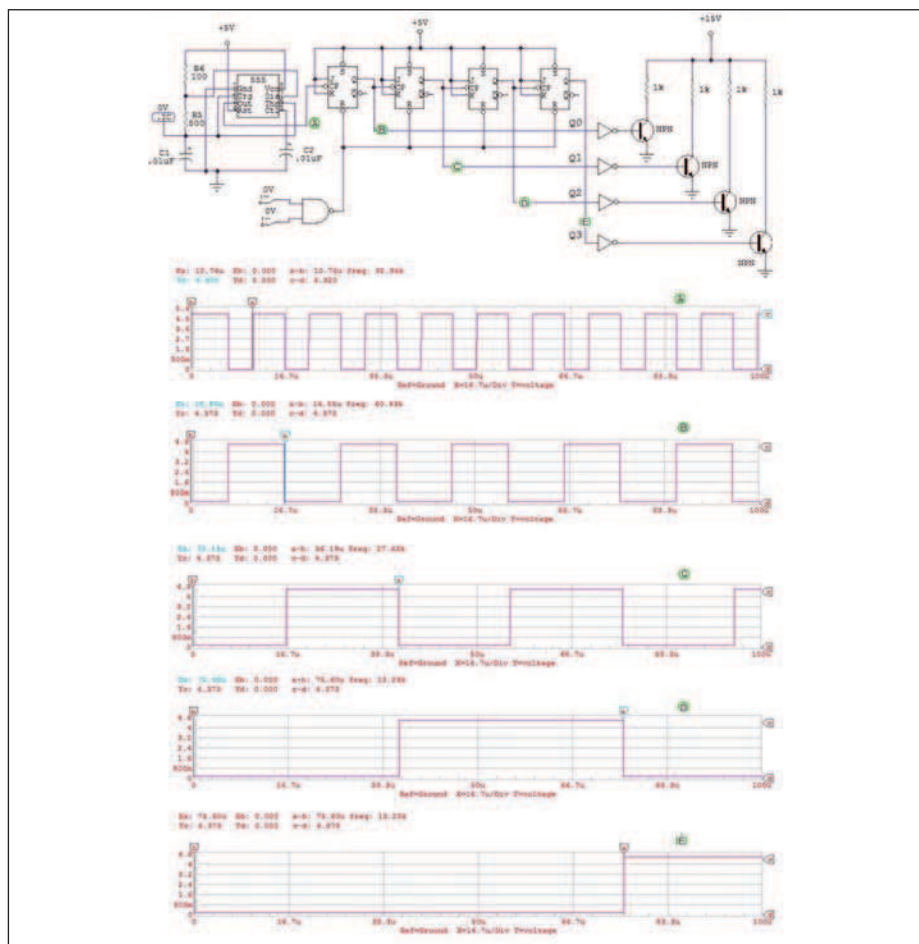



Figura 17: Esempio di impiego di un generatore d'onda quadra astabile 555 utilizzata come clock di una logica digitale.

sensazione del lampeggio alternativo tipico del circuito che stiamo analizzando. Attraverso il cursore del trimmer R_0 è possibile regolare a piacimento il periodo della forma d'onda quadra sul pin 3 e quindi la velocità del lampeggio dei suddetti led. In **figura 15** è riportata, oltre alla configurazione circuitale, il risultato di una simulazione. Il fatto che il pin 3 oscilli tra Vcc e 0V comporta l'accensione di un led e contemporaneamente lo spegnimento dell'altro e viceversa.

CIRCUITO DI START E STOP TEMPORIZZATO

Il circuito di **figura 16** implementa, mediante il solito timer 555, la funzioni di un circuito di start e stop temporizzato. Premendo il pulsante Start si avvia la temporizzazione durante la quale l'uscita sul pin 3 si porta a livello alto. Se non si agisce sul pulsante Stop il tempo per il quale l'uscita sul pin 3 rimane attiva (cioè a livello alto) è proporzionale al prodotto R_3C_t. Trascorso tale periodo il circuito si disattiva automaticamente. In ogni caso è possibile disattivare l'uscita sul pin3 portandola a valore nullo anche prematuramente in qualunque momento attraverso il pulsante Stop.

ALTRI CIRCUITI APPLICATIVI E OSSERVAZIONI

I circuiti applicativi più comuni impieganti uno o più Timer 555 sono quelli che sono stati presentati in questo articolo e nella prima puntata dello stesso uscita sul precedente numero di Fare elettronica. In realtà, esistono anche altri circuiti che è possibile realizzare impiegando uno o più timer 555. Per esempio è possibile realizzare comparatori a soglia variabile oppure convertitori in grado di convertire il segnale generato da un sensore in un frequenza. Quest'ultima applicazione può essere implementata basando la realizzazione circuitale sullo schema dell'astabile utilizzato come generatore d'onda quadra. Infatti, con riferimento agli schemi riguardanti l'astabile, riportati nella precedente puntata, e cui si rimanda, se si sostituisce al posto della resistenza R_1 un resistore che presenti un valore ohmico dipendente dalla grandezza fisica da misurare, si ha la possibilità di ottenere la suddetta conversione essendo la frequenza dell'onda generata dall'astabile dipendente dalla resistenza R_1 oltre che dalla resistenza R_2 e dal condensatore C_1. Un caso semplice da comprendere può essere quello della conversione luminosità- frequenza in cui è possibile impiegare come sensore una fotoresistenza oppure la conversione temperatura-frequenza in cui utilizzeremo come sensore una resistenza NTC. Applicazioni di questo tipo consentono di interfacciare il sensore con un frequenzimetro in modo tale da trasformare lo stesso frequenzimetro in un misuratore di intensità luminosa oppure di temperatura. Un'altra applicazione equivalente sarebbe quella di interfacciare il circuito convertitore grandezza fisica-frequenza con un controllore che contando il numero di transizioni in un prefissato periodo di tempo

Tabella 1-Caratteristiche elettriche principali del timer 555

CARATTERISTICA	CONDIZIONE	VALORE MIN.	VALORE TIPICO	VALORE MAX
Tensione di alimentazione		4,5V		18V
Assorbimento di corrente	Vcc=5V; Ru=∞		3mA	5mA
Vcc=15V; Ru=∞		10mA	12mA	
Tempo di turn off	Vreset=Vcc		0,5us	2us
Tempo di salita			100 ns	200 ns
Tempo di discesa			100 ns	200 ns

General purpose CMOS timer ICM7555 (Philips Semiconductors Linear Products)
LM556/LM556C Dual Timer (National Semiconductor)
Timer NE/SA/SE555/SE555C(Philips Semiconductors Linear Products)
Dual timer NE/SA/SE556/NE556-1(Philips Semiconductors Linear Products)
LM555/NE555/SA555 Single Timer (Fairchild Semiconductor)
AN170 - NE555 and NE556 applications(Philips Semiconductor)
LM555 Timer (National Semiconductor)
LMC555 CMOS Timer(National Semiconductor)
-Il Timer integrato 555-Il Digitale par. 4.2 (Giometti-Frascari)-Calderini Editore
-Il Timer integrato 555-Microelettronica par. 15.12(J.Millman, A. Grabel)-McGraw-Hill Editore
-NE/SA/SE555/SE555C-Philips Semiconductors Linear Products Product specification

sia in grado di calcolare il valore della grandezza e rappresentarlo su un display. Impiegando un Timer 555 in configurazione astabile è inoltre possibile ottenere il clock per circuiti contatori ed in questo modo è possibile realizzare dei semplici Timer. In **figura 17**, a titolo di esempio, è riportato un circuito in cui un astabile, realizzato mediante un 555, è utilizzato per fornire il clock ad un contatore a 4 bit che a sua volta, con le sue uscite, pilota l'ingresso di altrettanti circuiti attivati da un transistor. Varianti dei circuiti proposti possono essere facilmente realizzate, per esempio inserendo, all'interno degli stessi circuiti, dei deviatori che consentano di utilizzarli, per esempio, sia in configurazione da monostabile che da astabile o che consentano, in generale, di utilizzare in più modalità uno stesso circuito. Ovviamente, nel caso in cui si piloti una logica CMOS è sufficiente che quest'ultima impieghi la stessa tensione di alimentazione del 555 perché l'interfacciamento sia semplice e senza la necessità di adattare i livelli di tensione, al contrario nel caso in cui si debba pilotare una logica TTL è necessario alimentare entrambe le logiche (TTL e Timer 555) a 5V. Nel caso in cui invece il Timer 555 è alimentato ad una tensione maggiore di 5V e debba comunque pilotare una logica TTL è necessario considerare degli opportuni circuiti di adattamento traslatori di livello. Un'ultima applicazione che possiamo segnalare si basa sull'osservazione che una forma d'onda quadra presenta come armonica fondamentale una sinusoide alla stessa frequenza dell'onda quadra. Se si fa seguire un generatore d'onda quadra, ottenuto mediante un Timer 555 in configurazione da astabile, da un filtro opportunamente accordato sulla fondamentale dell'onda quadra è possibile ottenere una forma d'onda molto vicina ad una sinusoide di frequenza pari alla fondamentale. A chi vuole cimentarsi con l'implementazione di questa applicazione consiglio di eseguire delle simulazioni circuitali in cui si faccia seguire il Timer 555 in configurazione astabile (generatore d'onda quadra) da un filtro attivo del secondo ordine ad operazionali. Se il filtro è opportunamente dimensionato ed accordato otterrete una forma d'onda in uscita che risulterà quasi identica ad una sinusoide. Per ovvi motivi di spazio non ci dilunghiamo oltre sulle applicazioni circuitali del Timer 555 e ci limitiamo semplicemente a segnalare i seguenti datasheet ed application note su cui potrete trovare ulteriori informazioni proprio sulle applicazioni circuitali.

- AN170 - NE555 and NE556 applications(Philips Semiconductor)
- LM555 Timer (National Semiconductor)
- LMC555 CMOS Timer(National Semiconductor)

CONCLUSIONI

In questo articolo dedicato al Timer 555 e nella precedente puntata uscita sul precedente numero di Fare elettronica abbiamo descritto la configurazione circuitale interna del chip, ne abbiamo descritto il funzionamento, sia come astabile che come monostabile, ed abbiamo quindi presentato una serie di applicazioni circuitali spesso utili in molte applicazioni elettroniche. Molti dei lettori sicuramente conoscevano già questo componente storico dell'elettronica e le sua applicazioni circuitali, altri probabilmente non conoscevano tutte le configurazioni circuitali che abbiamo presentato, specialmente in questa seconda puntata. Per ovvi motivi di praticità, di spazio, di completezza ma allo stesso tempo di sinteticità abbiamo preferito evidenziare il comportamento di questi circuiti ricorrendo a simulazioni circuitali piuttosto che all'implementazione fisica vera e propria degli stessi circuiti. A chi tra i lettori desidera approfondire direttamente l'argomento consiglio di operare allo stesso modo, cioè impiegare un simulatore circuitale che presenti tra le sue librerie il modello spice del Timer 555 per analizzare sia i circuiti proposti in questi due articoli che loro varianti. Approfondimenti ulteriori possono essere fatti effettuando direttamente dalla rete il download dei documenti riportati tra i riferimenti bibliografici. Concludiamo riportando in **Tabella 1** le principali caratteristiche elettriche del Timer 555 cosa che per motivi di spazio non abbiamo potuto fare nella precedente puntata. Per ulteriori caratteristiche si rimanda direttamente ai datasheet segnalati nella sezione "Riferimenti bibliografici". ❑

CODICE MIP 2772767

di LUCA STANZANI

TERMOMETRO *digitale* SENZA SENSORE

Questo articolo descrive un metodo semplice ed efficace per un microcontrollore di realizzare una misura digitale di temperatura utilizzando semplicemente un diodo e un condensatore.

Il punto chiave del circuito che permette una misura della temperatura è il diodo. La giunzione P-N è caratterizzata da un coefficiente di temperatura di circa 2.2mV per grado centigrado. Il coefficiente di temperatura del diodo è la derivata della tensione ai capi del diodo rispetto al tempo, un valore negativo e costante come accade per la giunzione P-N significa che se la temperatura del diodo aumenta di 1 °C la tensione ai capi diminuisce di 2.2 mV. Tradizionalmente per sfruttare adeguatamente questa variazione di tensione sarebbe necessario amplificarla e convertirla in digitale tramite un ADC, prima di averla a disposizione del microcontrollore. Quello che non tutti sanno è che di fatto la corrente inversa di una giunzione P-N ha una dipendenza esponenziale rispetto alla temperatura. La tensione V_F di polarizzazione diretta di una giunzione P-N, come un diodo, è una estensione dell'equazione per la tensione termica di giunzione:

$$V_F = \frac{kT}{q}\ln\left(1-\frac{I_F}{I_S}\right)$$

dove k è la costante di Boltzmann (1.38 x 10^{-23} J/K), T è la temperatura assoluta di giunzione espressa in gradi kelvin, q è la carica dell'elettrone (1.6 x 10-19 C), I_Fè la corrente diretta applicata al diodo e I_S è la corrente di saturazione caratteristica del diodo.

Poiché k e q sono costanti fisiche e I_S è tipica del dispositivo considerato, le uniche variabili dell'equazione rimangono T e I_F. Se la I_F è tenuta costante, la V_F è funzione solamente della temperatura. Come è normale il termine logaritmico sarà sempre negativo, quindi la temperatura sarà inversamente proporzionale alla tensione V_F. In altre parole se la temperatura aumenta, la V_F diminuisce. Solitamente a moltiplicare il contenuto della formula precedente c'è un fattore di non idealità che tiene conto della diversità tra il modello teorico e quello reale. Tipicamente i diodi al silicio hanno un coefficiente pari –2mV/°C a temperatura ambiente.

Come visibile anche dalla **figura 1** un incremento di circa 12 °C determina un raddoppio della corrente di leakage. Il problema ora è misurare adeguatamente questa corrente in un range molto ampio di due o tre decadi. La soluzione è utilizzare una capacità, caricandola e poi scaricandola, per poi misurare il tempo o la frequenza. Un pin di I/O di un microcontrollore può essere utilizzato temporaneamente come output, oppure in alternativa si può abilitare la resistenza di pull-up a seconda del microcontrollore, per caricare la capacità. Al termine della carica il pin deve essere configurato come ingresso ad alta impedenza. Il condensatore così si scaricherà attraverso la corrente di leakage del diodo (**figura 2**).

Il tempo di scarica è proporzionale alla temperatura del diodo. Ovviamente permane una dipendenza esponenziale tra la temperatura e il tempo misurato. I valori esatti dipendono dal tipo di diodo, è possibile utilizzare un comunissimo 1N4148 oppure se si desidera una robustezza meccanica superiore un 1N4001 o 1N4007. La calibrazione del circuito è necessaria, poiché il valore assoluto della corrente varia in maniera estremamente ampia rispetto alla temperatura.

La scelta del diodo e del valore di capacità richiede molta attenzione. Più piccola è la giunzione P-N, più piccola è la corrente inversa e di conseguenza lungo il tempo di

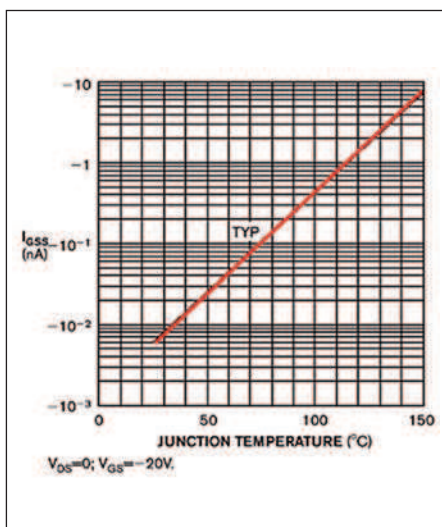



Figura 1: La corrente inversa di una giunzione P-N ha una dipendenza esponenziale rispetto alla temperatura.

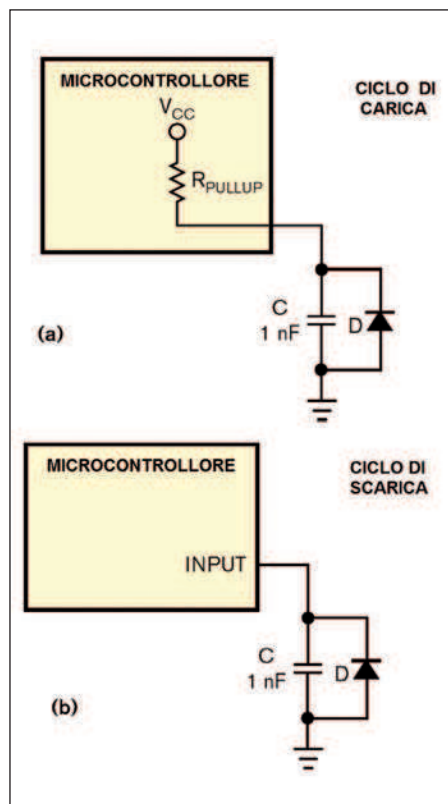



Figura 2: Ciclo di carica e di scarica del circuito misuratore di temperatura.

Figura 3: Circuito di misura della temperatura con CTMU (fonte Microchip).

scarica. Periodi troppo lungi, più di alcuni secondi, non sono adeguati. Scegliere una capacità troppo piccola comporta l'introduzione di errori, infatti anche le capacità parassite di tutti i cavi diventano non più trascurabili e possono incidere sulla misura. Per la prova è consigliato un diodo di potenza 1N4001 ed una capacità di 1nF. In questo caso il tempo di scarica è approssimativamente da 0,3 a 1 secondo a temperatura ambiente. A temperatura di 100°C, la giunzione P-N è ancora in grado di lavorare, tuttavia il tempo di scarica scende fino al millisecondo.

CON I PIC LE COSE SONO ANCORA PIÙ SEMPLICI

Se per il vostro progetto pensate di utilizzare un PIC sappiate che le cose si semplificano ulteriormente. Nel caso si utilizzi un PIC18F o un PIC24F con modulo CTMU, integrare la funzionalità di misura della temperatura richiede solamente l'impiego di un diodo. Il blocco CTMU (Charge Time Measurement Unit) integra un generatore di corrente costante, che permette di calcolare sia le differenze di capacità sia le differenze di tempo tra eventi. Tale generatore di corrente costante può essere impiegato per misurare la temperatura sfruttando le caratteristiche dei semiconduttori. Riprendiamo le considerazioni espresse all'inizio dell'articolo, la tensione ai capi del diodo polarizzato in diretta è funzione della temperatura. Se attraverso il blocco CTMU si fornisce una corrente costante I_F al diodo è possibile calcolare la temperatura semplicemente misurando la tensione V_F ai capi del diodo. Perché la misura di tensione sia possibile è necessario collegare il diodo ad un ingresso A/D del microcontrollore, come in **figura 3**. Il multiplexer del canale A/D sarà condiviso sia dal CTMU che dall'ADC. Le operazioni da eseguire in sequenza sono: configurare il multiplexer per selezionare il pin collegato al diodo, attivare la sorgente di corrente del CTMU e infine realizzare una conversione A/D sul canale selezionato. Come mostrato nel circuito equivalente di **figura 3**, il diodo viene pilotato alla corrente I_F , la risultante V_F è misurata dall'ADC. Sull'application note TB3016 della Microchip sono riportati i

PER *approfondire...*

- http://en.wikipedia.org/wiki/Diode
- Microchip AN TB3016 "Using the PIC® MCU CTMU for Temperature Measurement".
- Microchip, PIC24F Family Reference Manual, Section 11, "Charge Time Measurement Unit (CTMU)"

test effettuati con diversi diodi, tra cui anche LED e alcuni transistor bipolari. L'intervallo di misura della temperatura va da 0 a 105°C ad intervalli di 5°C. Per ogni punto di rilevazione sono stati prelevati 256 misure dall'ADC, con i dati ottenuti è stato possibile ricavare la variazione della V_F per grado centigrado. Il risultato di valore negativo (come detto all'inizio dell'articolo) conferma una relazione lineare tra la tensione e la temperatura di giunzione. Se per ogni variazione di un grado di temperatura si hanno meno di 3mV di variazione di tensione in ingresso all'ADC è immediato osservare che la realizzazione della misura è molto legata alla precisione dell'ADC ed è inevitabilmente accompagnata da una tolleranza significativa. Per migliorare i risultati alcuni accorgimenti possono essere adottati. In primo luogo adottare un riferimento di tensione inferiore per l'ADC. Piccoli valori della tensione di riferimento si traducono in maggiori differenze di tensione tra i campioni da convertire. Un ulteriore miglioramento si ottiene mettendo due diodi in serie, non si incrementa la risoluzione ma si raddoppia la differenza di tensione misurata nei campioni, con un conseguente miglioramento dell'accuratezza. Infine è possibile aggiungere uno stadio di amplificazione realizzato con amplificatori operazionali. In questo modo è possibile aumentare il valore della tensione fornita all'ADC e anche il valore della rispettiva tensione di riferimento. Il tutto aumenta il numero di componenti e il costo della soluzione, bisogna valutare se è compatibile con le esigenze di progetto. ❑

CODICE MIP 2772581

UN NUOVO CONTROLLER PER illuminazione a LED

Texas Instruments Incorporated (TI) ha presentato un nuovo controller a singolo stadio per illuminazione a LED a modulazione di larghezza di impulso (PWM). Questa soluzione compatibile con dimmer a TRIAC è in grado di regolare la corrente dei LED e conseguire un fattore di potenza quasi pari a 1. Il reference design può raggiungere un'efficienza dell'85%, che consente di realizzare progetti con fattore di forma ridotto ad alta densità. Il TPS92210 è progettato per applicazioni di illuminazione generiche quali luci a incasso in ambienti commerciali e residenziali, plafoniere, retrofit LED in sostituzione di normali lampadine, illuminazione architettonica e retroilluminazione per display.

Codice MIP 2797203

IL PIÙ PICCOLO connettore schermato

Fiore S.r.l, www.fioresrl.com, distributore italiano leader nel mercato del Cablaggio, Networking e IP Telephony, presenta il più piccolo connettore schermato Cat6A certificato da laboratori indipendenti di Brand – Rex, leader nella produzione e fornitura di sistemi di cablaggio strutturato e cavi speciali. Il nuovo connettore schermato RJ45 offre elevate prestazioni dal punto di vista della capacità di trasporto dei protocolli Ethernet e dal punto di vista della facilità d'installazione.

Il connettore Augmented Category 6 shielded jack, è stato verificato e certificato da laboratori terzi secondo le ISO/IEC 60603-7-51 edition 1 e in ottemperanza alle ISO/IEC 11801 amendment 2, le caratteristiche dell'innovativo e brevettato sistema di disposizione dei contatti e del sistema di gestione delle schermature a 360 gradi garantiscono eccezionali prestazioni elettriche. Progettato per essere impiegato nelle reti di cablaggio strutturato LAN questo connettore trova una eccezionale collocazione in tutti gli ambienti: dagli uffici ai Datacenter, le dimensioni compatte (31mm di profondità) lo rendono un prodotto robusto e versatile anche nelle applicazioni in campo, patch panels, wall outlets and floor box adattatori modulari.

Codice MIP 2796915

ENERGY PROFILINIG WITH TRACE32 CombiProbe

Lauterbach, azienda leader mondiale per sistemi di sviluppo per microprocessori, rilascerà presto la funzionalità Energy Profiling per il TRACE32® CombiProbe. I clienti Lauterbach che utilizzano il TRACE32® CombiProbe potranno presto beneficiare della funzionalità Energy Profiling. Utilizzando il probe analogico insieme a CombiProbe è possibile misurare nel tempo l'andamento di correnti e tensioni fino a 3 domini di potenza e correlare i consumi al program trace. Questo è possibile per i microprocessori ARM/Cortex dotati di trace port ETM o ITM. L'utilizzo delle trace port ETM consente misure real-time sull'applicazione senza dover instrumentare il codice – come invece è necessario fare con altri strumenti software.

Codice MIP 2797042

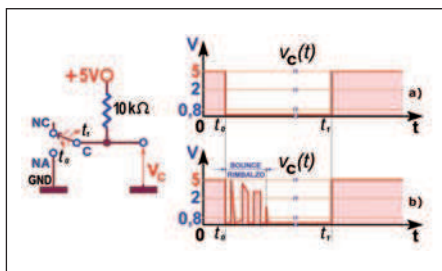
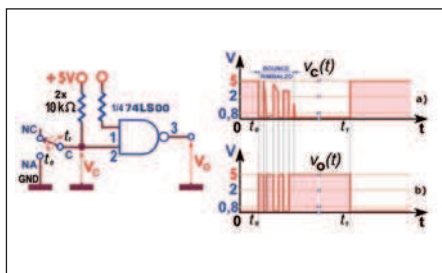
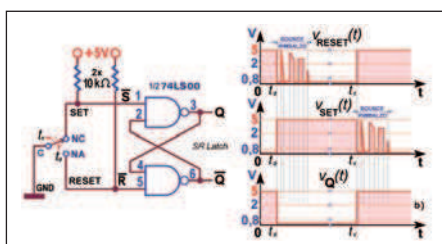
PROASIC di Actel nei prodotti Advantech

Actel Corporation ha annunciato che Advantech ha utilizzato gli FPGA delle famiglie ProASICPLUS e ProASIC3 per lo sviluppo delle proprie piattaforme di gaming e di networking. Azienda con sede a Taiwan, Advantech è specializzata nella realizzazione di soluzioni per i settori dell'automazione basate su Web e dell'e-world computing attraverso i propri Trusted ePlatform Services. Nell'implementazione delle proprie soluzioni Advantech ha sfruttato in maniera ottimale i vantaggi intrinseci della tecnologia flash, in particolar modo le doti di elevata affidabilità e sicurezza, che costituiscono i tratti distintivi delle due famiglie di FPGA. Le altre caratteristiche di questi dispositivi di Actel, quali il basso costo, i ridotti consumi, la riprogrammabilità e il ridotto time-to-market ne hanno fanno i componenti ideali per soddisfare le esigenze di progettazione di Advantech.

Codice MIP 2796800

l'angolo di Mr A.KEER

IL *latch SR* SINCRONIZZATO

In questa puntata proseguiamo lo studio del Latch SR, offrendo numerosi circuiti applicativi e analizzando le sue varianti sincronizzate

La struttura dell'elemento di memoria SR costituisce la base da cui partire per la realizzazione di tutti gli altri tipi (che vedremo nelle prossime puntate); per questo merita ulteriori approfondimenti, cominciando con l'illustrare una serie di circuiti applicativi che, nonostante la loro struttura semplice ed economica, sono di grande utilità.

CIRCUITO ANTIRIMBALZO

Uno dei principali impieghi del *Latch SR Asincrono* lo vede coinvolto nella soluzione di un fastidioso problema legato alla pressione di un pulsante o all'azione sulla levetta di un deviatore o di un interruttore; in questa situazione all'interno di questi dispositivi una barretta o una piccola lamina di metallo conduttore viene spostata (con una certa energia) da una posizione ad un'altra, posta per altro poco distante.
Per la sua natura intrinsecamente elastica questo elemento meccanico interno "vibra" in prossimità del pin d'arrivo, provocando alcuni inevitabili micro-rimbalzi che, per qualche decina di millisecondi, non gli permettono di assestarsi immobile su di esso, al fine di garantire un contatto finale stabile.
In **figura 1** si vede un deviatore con il terminale comune (Centrale, C) vincolato al positivo dell'alimentazione attraverso un resistore di Pull-Up; la condizione di uscita a 1 è ribadita anche dal fatto la levetta del deviatore sta sul terminale normalmente chiuso (NC), al quale non è collegato nulla; se (nell'istante t_0) si sposta la levetta nella posizione opposta (sul terminale normalmente aperto, NA) la transizione sull'uscita non potrà essere quella ipotetica che suggerisce il passaggio istantaneo dell'uscita da 1 a 0 (**figura 1a**); a causa del *rimbalzo* sul contatto d'arrivo (*contact bounce*) per decine di millisecondi essa subirà, invece, la presenza di alcuni impulsi attivi alti (**figura 1b**), prima di assestarsi definitivamente a 0.
Se potessimo vedere il fenomeno al rallentatore si noterebbe la barretta interna toccare decisamente il pin d'arrivo, per poi lasciarlo e ritoccarlo più volte: quando essa tocca il pin "viene collegata a massa", mentre quando lo lascia "viene riportata a 1" in virtù della presenza del resistore di Pull-Up.
Nel passaggio (supposto nell'istante t_1) dalla posizione normalmente aperta NA a quella normalmente chiusa NC accadrà certamente la stessa cosa, ma i quattro o cinque rimbalzi sul contatto d'arrivo opposto lasceranno sempre l'uscita saldamente a 1 (senza alcun treno d'impulsi) essendo essa comunque collegata a +5V tramite il resistore.
La durata e l'ampiezza dei singoli impulsi spuri è imprevedibile, ma facendoli passare attraverso una porta logica (non necessariamente "a 2 soglie" come quelli di tipo Trigger di Schmitt) possiamo *squadrarli*, per effetto del livello raggiunto in ingresso da ciascuno di essi, riferito ai valori tipici V_{IH} (minimo valore ritenuto 1) e V_{IL} (massimo valore ritenuto 0); la **figura 2b** mostra questo evento dopo l'intervento di una NAND TTL a 2 ingressi (1/4 di 74LS00): possiamo notare che l'ingresso (**figura 2a**) subisce la stessa dinamica descritta in precedenza, e che solo 3 dei 4 impulsi della simulazione saranno ancora presenti in uscita (ovviamente in forma invertita), poichè l'ultimo non raggiunge un'ampiezza sufficiente (V_{IH}=2V) per generarne uno sul pin 3.
La necessità di comandare una logica con contatti meccanici è molto diffusa: basti pensare ai controlli di finecorsa, o ai contatti reed di un impianto di antifurto, o ai sensori di livello di un controller per liquidi; il fatto che ciascuno di essi, nell'atto della loro chiusura, "spari" sulle logiche d'ingresso una manciata di impulsi indesiderati (invece di uno solo) è intollerabile!
L'applicazione più eclatante è quella di un contatore dotato di una unità di visualizzazione (un digit con relativo decoder a 7 segmenti): se si incrementasse il suo con-

Figura 1: Effetto del rimbalzo sul contatto interno di un deviatore.

Figura 2: Effetto del rimbalzo sul contatto di un deviatore a valle di una porta logica.

Figura 3: Circuito antirimbalzo con un Latch SR Asincrono.

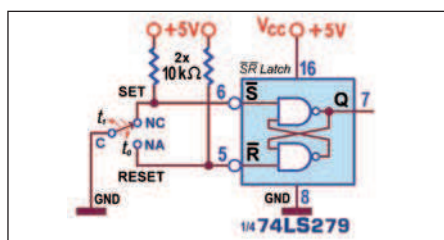



Figura 4: Circuito antirimbalzo con Quad S-R Latches 74LS279.

teggio con un pulsante, il numero sul digit sarebbe certamente inaffidabile, aumentando (in modo assolutamente imprevedibile) di due o più unità, invece di incrementarsi. Non c'è dunque altra via se non quella di proteggere il circuito con un dispositivo antirimbalzo (*debouncer*); la soluzione classica consiste nell'utilizzo di un *Latch SR* Asincrono realizzato con 2 NOR o (come quello di **figura 3**) con 2 NAND.
Vediamo in dettaglio la sequenza degli eventi possibili sul *Latch*, in funzione delle posizioni della levetta del deviatore chiamato a controllarlo: a) all'inizio la posizione del pin centrale del deviatore sul contatto NC collega la massa sull'ingresso S e l'uscita diretta Q è stabilmente a 1, in virtù del fatto che un resistore di Pull-Up da 10 kohm garantisce un 1 stabile anche su R (S=0, R=1); b) quando (nell'istante t_0) la levetta viene spostata nell'altra posizione, istantaneamente l'ingesso S passa stabilmente a 1 (senza alcuna "strana presenza", essendo collegato a +5V tramite un resistore) mentre l'ingresso R andrà a 0 per una decina di millisecondi ma sarà subito interessato dalla successiva sequenza di alcuni impulsi attivi alti, dovuti al noto *rimbalzo* della lamina interna sul contatto d'arrivo; c) in queste condizioni, non appena si tocca il contatto NA e la massa del centrale passa sull'ingresso R, l'uscita scatta a 0 in pochi nanosecondi (in un tempo pari a quello di propagazione della porta NAND) e starà stabilmente in questo stato, ignorando del tutto la presenza del treno di impulsi spuri: nonostante R passi più volte da 0 a 1 la tabella di verità del *Latch SR* assicura la memorizzazione dello stato precedente se, dopo averlo assunto, i suoi ingressi sono entrambi a disattivi (S=1, R=1), e questa è proprio la situazione che si manifesta quando il contatto del deviatore stacca brevemente la massa da R per effetto del *rimbalzo* su NA; d) dopo alcune decine di millisecondi anche l'ingresso R si assesterà definitivamente a 0, ma la sua storia precedente, travagliata da picchi di tensione indesiderati, non avrà avuto alcuna influenza sull'uscita; e) quando (nell'istante t_1) si vorrà tornare dalla posizione NA a quella NC, su S e R accadrà certamente la stessa cosa, a ruoli invertiti, ma i 4 o 5 rimbalzi sul contatto d'arrivo opposto lasceranno comunque l'uscita diretta Q saldamente a 1, senza alcuna interferenza.In conclusione non possiamo non rendere grazie a questo piccolo circuito che, con sole 2 porte logiche risolve un grosso problema; lo schema di **figura 3** può naturalmente essere realizzato anche con elementi degli integrati specifici, per esempio sostituendo le 2 NAND 74LS00 con 1/4 di 74LS279 (**figura 4**); in virtù delle loro alte impedenze d'ingresso, con i componenti CMOS 4043 (Quad NOR S-R *Latches*, **figura 5**) o 4044 (Quad NAND S-R *Latches*, **figura 6**) i resistori (rispettivamente di Pull-Up e di Pull-Down) potranno essere scelti di valore anche decisamente più grande.
In ogni caso vale a pena ricordare che il fenomeno del *rimbalzo* (tipicamente di 10 o 20 ms) non dura in genere più di 50 ms, un tempo mille volte più grande rispetto a quello di commutazione delle porte logiche.

CONTROLLO START-STOP

La natura bistabile del *Latch SR Asincrono* si presta egregiamente anche per il controllo dei segnali chiamati a dar vita a molti dispositivi digitali; più correttamente, la presenza di un SR può intervenire sulle porte logiche che ne controllano il passaggio, dando luogo al cosiddetto *gating* di clock, già analizzato un una passata occasione.
Il circuito di **figura 7** utilizza 2 pulsanti normalmente aperti per far partire (*Start*) e/o bloccare (*Stop*) il conteggio di un Cronometro o, in generale, di un contatore: l'effetto è più godibile se si dispone di una unità di visualizzazione; non serve perdere molto tempo per capire che una breve azione sul pulsante *Start* (con quello di Reset aperto, cioè a riposo) impone la condizione (S=0, R=1) per cui l'uscita diretta Q passa 1, aprendo la porta che controlla il clock di 1 kHz e autorizzando l'avanzamento continuo del conteggio, fino all'intervento della condizione opposta (S=1, R=0), dovuta alla pressione sul pulsante *Stop*, che ovviamente riporterà Q a 0, chiudendo la porta di *gating*.
Certamente ci si può chiedere perchè non usare direttamente, in ingresso al contatore, un semplice deviatore (o un interruttore) meccanico; fermo restando che l'investimento economico non è molto distante da quello dell'acquisto di un 74LS00, sappiamo già che la cosa (pur praticamente più semplice) non è ammissibile, per la presenza dei rimbalzi generati nel momento della commutazione, che massacrerebbero il segnale di clock introducendo alcuni impulsi spuri che non devono essere presenti.
Per eccesso di zelo il circuito comprende anche la disponibilità di un *reset automatico* e di una coppia di led (o di un led bicolore) che esprimono lo stato della porta di *gating*, aperta (led verde acceso per la presenza di un livello 0 sull'uscita negata, Q=0) o chiusa (led rosso acceso, essendo a 0 l'uscita diretta, Q=0).
Il diagramma temporale (**figura 8**), sempre consigliabile nell'analisi dei circuiti sequenziali, mette in evidenza ogni dettaglio: a) all'accensione la presenza di un resistore di Pull-Up da 10 kohm garantisce un 1 stabile su S mentre la differenza di potenziale nulla ai capi del condensatore tiene a 0 l'ingresso R per un tempo proporzionale alla costante $\tau=RC=10^4*100*10^{-9}=1$ ms; questa situazione (S=1, R=0) forza istantaneamente a 0 l'uscita diretta Q, che manterrà questo stato fino a nuovo evento anche dopo che, rapidamente, la carica del condensatore avrà portato a 1 anche l'ingresso R (S=1, R=1); in queste condizioni la porta è chiusa e il segnale di clock non passa sul contatore; b) premendo il pulsante *Start* (nell'istante t_0) il corrispondente ingresso S viene forzato a 0 per una decina di millisecondi (S=0, R=1), ma sarà subito interessato da una successiva sequenza di impulsi attivi alti, dovuti al *rimbalzo* sul contatto della lamina interna; nell'istante t_0 l'uscita scatta a 1 in pochi nanosecondi (cioè in un tempo pari a quello di propagazione della porta NAND) e (come assicura la tabella di verità del *Latch SR*) rimarrà stabilmente in questo stato, ignorando del tutto la presenza del treno di impulsi indesiderati, nonostante S passi più volte da 0 a 1; ora la porta è aperta e lascia passare il segnale di clock; c) l'intervallo indicato dalla lettera b ha una durata di non meno di 200 ms, tipicamente associati al tempo (di reazione umano) necessario per dare una brevissima pressione sul tasto; la porta rimarrà aperta anche per tutto l'intervallo di tempo c, grande a piacere in fun-

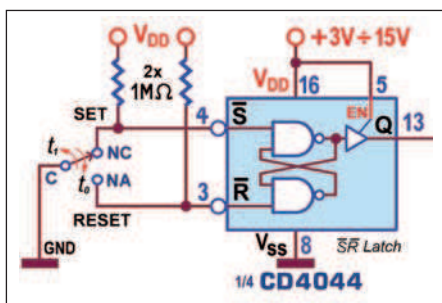



Figura 5: Circuito antirimbalzo con Quad NAND S-R Latches 4044.

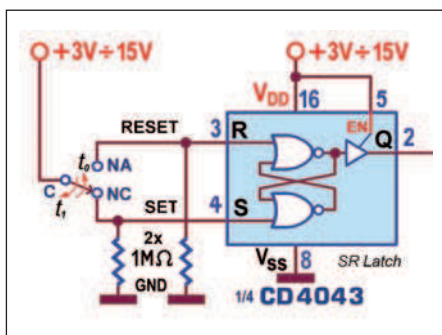



Figura 6: Circuito antirimbalzo con Quad NOR S-R Latches 4043.

Figura 7: Controllo di un segnale ad onda quadra: Circuito.

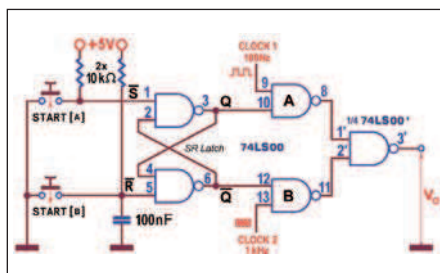



Figura 9: Deviatore digitale: controllo di 2 segnali ad onda quadra.

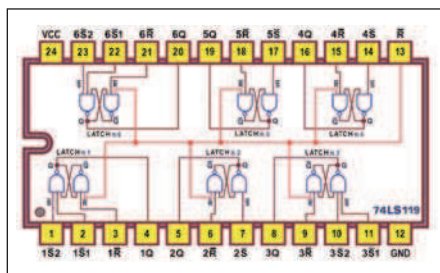



Figura 11: Hex S-R Latches 74LS119: pinout.

$$Q^{i+1} = \overline{\overline{S'^i} \cdot \overline{R'^i \cdot Q^i}} = \overline{\overline{S^i \cdot E^i} \cdot \overline{\overline{R^i \cdot E^i} \cdot Q^i}} = S^i \cdot E^i + \overline{R^i \cdot E^i} \cdot Q^i = S^i \cdot E^i + Q^i \cdot \overline{R^i} + Q^i \cdot \overline{E^i}$$

E^i	S^i	R^i	$\overline{S'^i}$	$\overline{R'^i}$	Q^{i+1}
0	X	X	1	1	Q^i
1	0	0	1	1	Q^i
1	0	1	1	0	0
1	1	0	0	1	1
1	1	1	0	0	Vietata

Figura 12: Latch SRC Sincrono: Circuito e Tabella delle Transizioni.

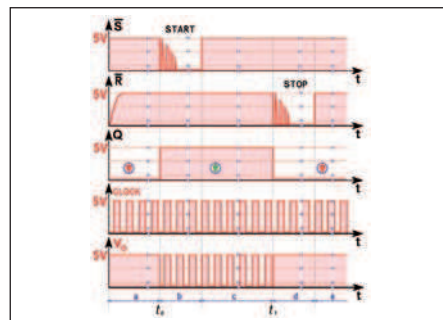



Figura 8: Controllo di un segnale ad onda quadra: Diagramma Temporale.

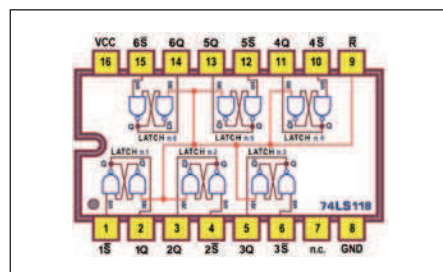



Figura 10: Hex S-R Latches 74LS118: pinout.

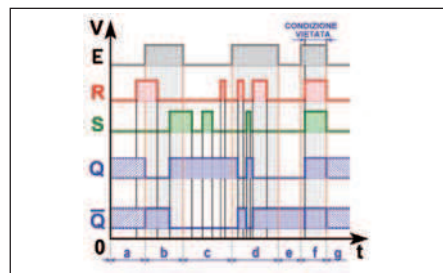



Figura 13: Latch SRC Sincrono: Diagramma Temporale 1.

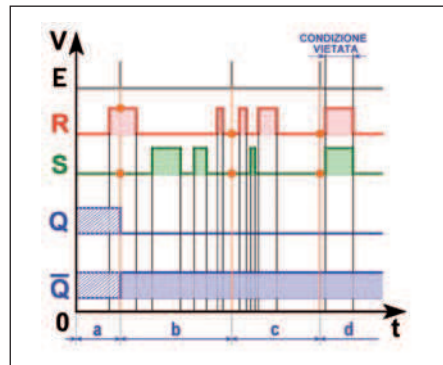



Figura 14: Latch SRC Sincrono: Diagramma Temporale 2.

zione delle necessità di disporre del clock sul dispositivo a valle; d) quando il momento è arrivato (istante t_1) si potrà intervenire sul pulsante *Stop*, innescando una situazione identica a quella descritta per il tasto *Start*: il corrispondente ingresso R passa a 0 per pochi millisecondi (S=1, R=0) e l'uscita diretta scatta istantaneamente a 0, rimanendo stabilmente in questo stato, nonostante la presenza del treno di impulsi attivi alti generati successivamente dal *rimbalzo* sul contatto interno; il tempo necessario per una breve pressione è sempre di almeno 200 ms, dopodiché anche l'ingresso R tornerà a 1; di sicuro, a partire dall'istante t_1, la porta verrà chiusa, inibendo il passaggio del clock fino a nuovo evento.

Per correttezza, nel diagramma temporale va tenuto presente che, per praticità didattica, l'andamento degli impulsi di *rimbalzo* è mostrato in un intervallo di tempo di gran lunga inferiore a quello ad essi relativo (qualche decina di ms), cosa evidente confrontandolo con quello utilizzato sia per il periodo T del segnale di *clock* che per la costante di tempo τ, entrambe di 1ms.

DEVIATORE DIGITALE

Una variante del circuito appena descritto (vedi **figura 9**) si occupa di governare la velocità di un dispositivo digitale offrendo

l'opportunità di scegliere tra 2 forme d'onda quadra di diversa frequenza; la filosofia è ancora quella descritta in precedenza: solo uno dei 2 clock passerà in ingresso al dispositivo da controllare, in virtù del fatto che le due uscite del Latch SR Asincrono sono sempre alternative tra loro.
La struttura d'uscita è la classica AND-OR realizzata con 3 porte NAND e, visto che non si può fare a meno di 2 integrati 74LS00, può eventualmente essere sostituita con 1/4 di multiplexer 74LS157 (Quadruple 2-Line to 1-Line MUX); nel progetto è mantenuta la presenza del condensatore da 100 nF, il cui compito è ora quello di garantire in uscita, all'accensione, il segnale più veloce.

NUOVI LATCHES SR ASINCRONI

Prima di affrontare l'evoluzione Sincrona dei *Latches SR* voglio proporre due assolute rarità, per altro (con qualche difficoltà) ancora reperibili, a complemento di quelle illustrate la scorsa puntata; si tratta di 2 componenti TTL, definiti dai costruttori *Hex S-R Latches*, contenenti entrambi 6 *Latches SR* in logica negativa (cioè realizzati con NAND e soggetti a ingressi attivi bassi): quelli del 74LS118 (pinout in **figura 11**) sono caratterizzati dal fatto di disporre di 6 linee di Set indipendenti e una sola linea di Reset in comune; nel 74LS119 (pinout in **figura 11**) c'è ancora una linea di Reset in comune, affiancata ora da un'altra, indipendente, per ciascun *Latch*; la metà di essi dispone inoltre di 2 linee di Set invece di una sola.

LATCH SR SINCRONO

La letteratura digitale propone a questo punto la possibilità di disporre di una linea di controllo aggiuntiva, al fine di autorizzare i cambiamenti delle uscite del *Latch SR* solo in ben precisi intervalli di tempo; non di rado a questa linea è attribuito il nome di *Clock C*, inducendo anche per il dispositivo la definizione impropria di *Flip-Flop SRC*, ma noi sappiamo che questo attributo spetta solo alle memorie che cambiano stato su uno dei fronti attivi del segnale di sincronismo.
Poiché il dispositivo è invece attivo sui livelli della linea di controllo, è certamente più corretto riferirsi al primo come a un *Latch SR Sincrono* o *Gated Latch* e chiamare la seconda con il nome di Abilitazione E, *Enable*.
La **figura 12** mostra una sua realizzazione con porte NAND (un solo integrato 74LS00); nonostante l'apparenza si tratta di un *Latch*

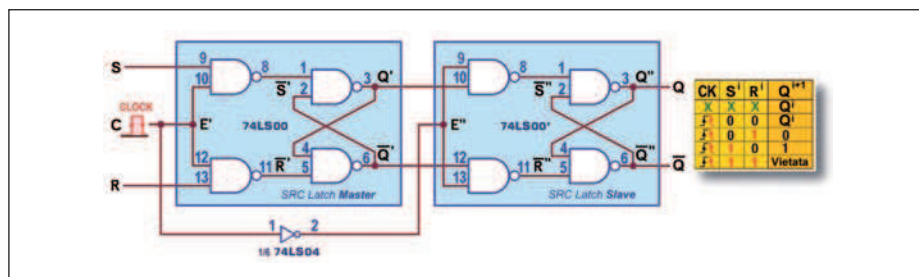



Figura 15: Flip-Flop Master-Slave (Pulse Triggered): Circuito e Tabella delle Transizioni.

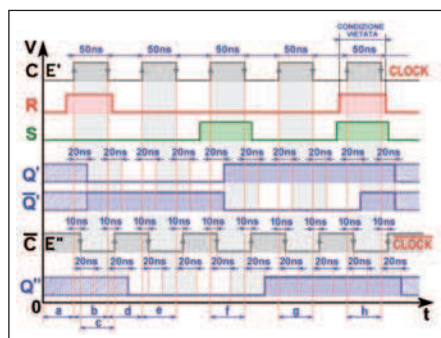



Figura 16: Flip-Flop Master-Slave (Pulse Triggered): Diagramma Temporale.

SR che lavora in logica positiva: se E=0 entrambi gli ingressi interni S' e R' sono a 1 e il *Latch* è bloccato in condizione d'attesa (cioè memorizza lo stato assunto in precedenza); se E=1 le porte di controllo sono aperte, lasciando passare dei segnali di livello opposto di quelli applicati (si dice che il *Latch* è "trasparente"), imponendo alle uscite gli stati previsti dalla tabella delle Transizioni, riportata in figura insieme all'equazione caratteristica dell'elemento di memoria.
Il Diagramma Temporale di **figura 13** ribadisce il concetto; in dettaglio: a) all'accensione il valore logico delle uscite è imprevedibile (se non si prendono provvedimenti per imporre uno dei 2 stati, con le tecniche descritte in precedenza) e permane tale anche se gli ingressi hanno, nel frattempo, assunto livelli stabili, fin tanto che l'Abilitazione E rimane a 0; b) non appena E passa a 1 (*fronte di salita* di E) le uscite inseguono gli ingressi: con S=0, R=1 viene imposta la condizione S'=1, R'=0 e l'uscita diretta del *Latch* passa a 0; con S=1, R=0 viene forzata la condizione opposta, S'=0, R'=1 che mette a 1 l'uscita diretta; con entrambi gli ingressi a 0 (S'=1, R'=1) l'uscita del *Latch* non subisce variazioni; c) quando E torna a 0 (*fronte di discesa* di E) il *Latch* non è più sensibile alle variazioni dei segnali S e R e mantiene lo stato rilevato in questo istante, per tutto il tempo in cui rimane a 0.

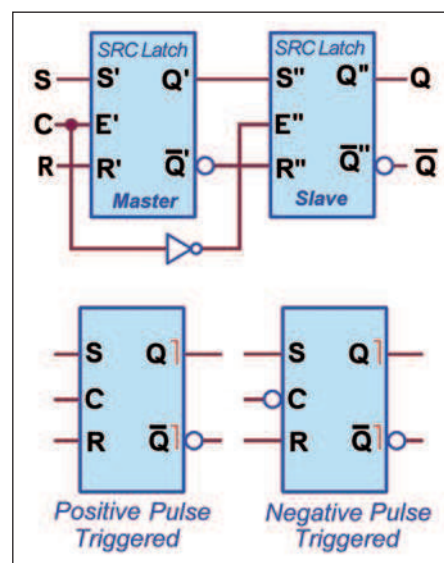



Figura 17: Flip-Flop Master-Slave (Pulse Triggered): Schema Funzionale e Simboli Logici.

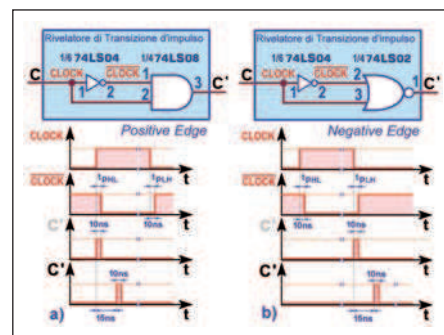



Figura 18: Circuito Rivelatore di fronte e Diagramma Temporale.

Naturalmente anche con questa variante sincrona bisogna guardarsi dal fornire la combinazione vietata (S=1, R=1 e quindi S'=0, R'=0), almeno quando il *Latch* è abilitato (E=1); questa situazione (visibile nel dettaglio f di **figura 13**) forzerebbe a 1 entrambe le uscite: non solo la cosa è logicamente inaccettabile (essendo in contrasto con l'ipotesi che esse debbano sempre essere complementari l'una dall'altra) ma (se si suppone di riportare gli ingressi a 0 nel medesimo istante) il *Latch* si porta in uno stato *metastabile* dal quale per altro esce

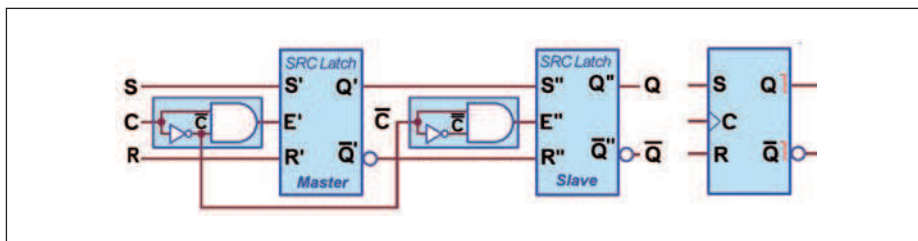



Figura 19: Flip-Flop Master-Slave Data Lock-Out: Circuito e Simbolo Logico.

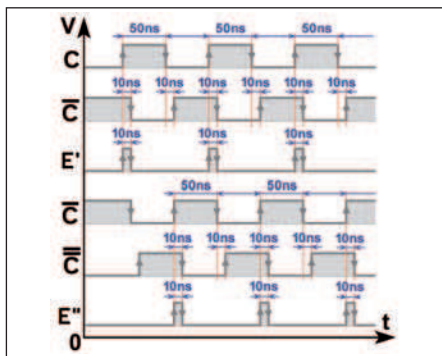



Figura 20: Flip-Flop Master-Slave Data Lock-Out: Diagramma Temporale delle Abilitazioni.

quasi subito, attestando però le sue uscite a valori imprevedibili, imposti dalla NAND che per prima "sentirà" lo 0 in ingresso, per l'inevitabile differenza tra i rispettivi tempi di propagazione.
La disponibilità dell'Abilitazione rende dunque più affidabile il *Latch SRC*, consentendo l'aggiornamento del suo stato quando (per esempio) si è ben certi che gli ingressi S e R sono stabili; come detto, è certamente attivo sui livelli (*Level Triggered*) della linea E, ma nulla vieta di pensare ad essa come ad un segnale basso con dei brevissimi impulsi a 1, un treno d'impulsi (segnale "a pettine", *comb signal*) ciascuno dei quali è sostanzialmente racchiuso dai suoi 2 fronti di salita e di discesa, così da essere ritenuti pressocché coincidenti.
In queste condizioni il dispositivo sembra si possa ritenere attivo su fronti (*Edge Triggered*) e confuso con un *Flip-Flop* (da qui, probabilmente, il refuso sulla sua effettiva natura): in realtà per poter appartenere a questa categoria il dispositivo deve essere dotato internamente anche di un circuito speciale, detto *Rivelatore di Transizione*, come vedremo più avanti; la **figura 14** mostra come cambia il Diagramma Temporale, dando luogo a uscite completamente diverse (tra l'altro, nell'esempio, anche la sciagurata condizione vietata viene ignorata).

FLIP-FLOP SR MASTER-SLAVE

Rendere breve il segnale di Abilitazione può evitare cambiamenti di stato indesiderati, dovuti ad instabilità dei segnali di ingresso, consentendo una sola commutazione delle uscite (riducendo ad un istante l'effetto "trasparenza" del *Latch*) invece della probabile sequenza, autorizzata da un livello E lasciato alto per un tempo di una certa consistenza; ma esso non può nemmeno essere troppo breve, perché deve durare almeno tanto da consentire alla memoria di commutare.
Per conciliare entrambe le esigenze è stato studiato un dispositivo formato da 2 distinti *Latches SR Sincroni*, indipendenti l'uno dall'altro, posti in cascata tra loro, ma abilitati in tempi diversi; esso è noto come *Flip-Flop Master-Slave* (o *Pulse-Triggered*, vedi **figura 15**), ma in realtà si tratta ancora di un *Latch*, sebbene le sue uscite Q sembrino effettivamente cambiare sul fronte (di discesa) dell'Abilitazione (ancora una volta detta Clock, in modo improprio).
L'artificio che rende importante questo dispositivo sta nel presentare il segnale di Abilitazione in forma diretta al primo *Latch SR Sincrono* (detto *Master*) e in forma negata al secondo (detto *Slave*); vediamo un'analisi dettagliata, supportata dal relativo Diagramma Temporale di **figura 16**: a) all'accensione il valore logico delle uscite di entrambi i *Latches* è (al solito) imprevedibile; fin che il *Clock C* rimane a 0 non succede nulla, anche se gli ingressi esterni hanno assunto livelli stabili: le porte del *Master* sono chiuse, impedendo qualunque aggiornamento dall'esterno, e quelle dello *Slave* sono aperte, mantenendo stabili i valori in uscita, per altro non ancora definibili; b) non appena C passa a 1 (cioè sul *fronte di salita* di C) le porte di Abilitazione E' del *Master* lasciano passare gli ingressi esterni e le sue uscite Q' si assestano al valore suggerito dalla tabella di Verità: nell'esempio S=0 e R=1 per cui l'uscita diretta interna Q' passa a 0; c) quasi contemporaneamente la condizione C=1 viene invertita e proposta sulle porte di Abilitazione dello *Slave* (E''=0), chiudendo le sue porte e impedendo il passaggio all'informazione preparata dal *Master*; lo stato delle sue uscite Q'', ancora indefinite, non potrà essere variato; d) quando lo si ritiene opportuno (di solito dopo qualche decina di ns) il clock viene riportato a 0 togliendo (sul suo fronte di discesa) l'Abilitazione alle porte del *Master* (E'=0) e fornendola poco dopo (E''=1) alle porte dello *Slave*, le uscite del quale, Q'', si assesteranno dunque al valore suggerito dallo stato assunto in precedenza dalle uscite Q' del *Master*.
In concreto la forma d'onda di clock produce effetto in ogni sua parte: 1) sul *fronte di salita* (e per tutto il tempo in cui rimane a 1) consente al *Master* di funzionare e blocca lo *Slave*: in questo modo le uscite Q'' dello *Slave* rimangono stabili al valore precedentemente memorizzato, a beneficio dei circuiti a valle, senza essere influenzate dalle variazioni degli ingressi esterni, inseguiti invece dalle uscite Q' del *Master* senza influenzare quelli dello *Slave*; 2) sul *fronte di discesa* (e per tutto il tempo in cui C rimane a 0) succede l'opposto: il *Master* viene bloccato e il valori stabili delle proprie uscite Q' influenzeranno quelle Q'' dello *Slave* (ora abilitato), aggiornando le informazioni a valle in modo del tutto indifferente alle variazioni sugli ingressi esterni.
Nel Diagramma Temporale la situazione e) e g) si riferisce al caso S=0 e R=0 per cui l'uscita diretta interna Q' del *Master* rimane inalterata al valore precedente; nella situazione f) il *Master* forzerà la sua uscita diretta interna Q' a 1, essendo S=1 e R=0; la situazione h) simula infine la condizione vietata, S=1 R=1, assolutamente da non fornire mai!: sappiamo infatti che in queste condizioni le uscite Q' del *Master* scattano entrambe a 1 e nel momento in cui gli ingressi sono tolti (sul *fronte di discesa* del Clock) le uscite stesse si assestano, dopo un breve periodo di incertezza, ad un valore imprevedibile.

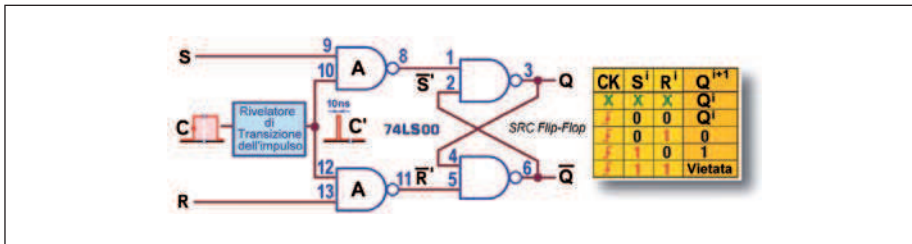



Figura 21: Flip-Flop SR: Circuito e Tabella delle Transizioni.

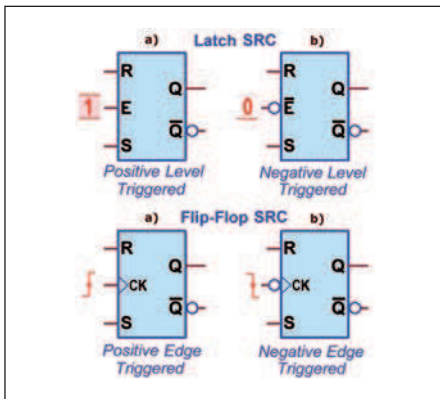



Figura 22: Latch SRC Sincrono e Flip-flop SR (Edge Triggered): Simboli Logici.

Naturalmente, in tutti i casi precedenti, le uscite Q'' dello *Slave* subiranno la stessa sorte, qualche istante dopo.

Nel Diagramma Temporale abbiamo utilizzato un segnale di *clock C* di 50 ns, fornito istantaneamente (E') alle porte del *Master* e poco dopo (E'') a quelle dello *Slave*, ritenendo verosimile un ritardo di propagazione di 10 ns dovuto all'inverter 74LS04; in entrambi i casi abbiamo supposto che le rispettive uscite (Q' del *Master* e Q'' dello *Slave*) subiscano un ritardo di 20 ns, per tener conto del tempo necessario ai segnali coinvolti per attraversare le porte 74LS00, prima di raggiungerle.

La **figura 17** mostra lo schema logico e il simbolo che rappresenta il *Flip-Flop Master-Slave* (*Pulse-Triggered*); in quest'ultimo, il fatto che le sue uscite Q commutano effettivamente alla fine (sul fronte di discesa) dell'impulso di *Clock* è messo in evidenza con una particolare segno "ad angolo retto", detto *postponed output indicator*.

FLIP-FLOP SR MASTER-SLAVE DATA LOCK-OUT

Il circuito didattico di **figura 15** è noto per la sua capacità di risolvere il suo compito con affidabilità, memorizzando il dato in uscita (se gli ingressi sono mantenuti stabili) solo sul *fronte di discesa* dell'Abilitazione, e mantenendo la memoria di questo evento in tutte le altre parti della sua forma d'onda; tuttavia esiste un fatto interessante e ineludibile: l'inverter 74LS04 non può operare senza ritardo, per cui è facile verificare che, per un breve periodo (10 ns) dopo il *fronte di salita* del clock, entrambi i sincronismi di memorizzazione E' e E'' sono attivi contemporaneamente, cosicché entrambe le coppie di porte di controllo rimangono aperte! Oggettivamente questo fatto potrebbe produrre comportamenti indesiderati e imprevedibili, ma la possibilità che questi si manifestino è molto poco probabile; per di più nella progettazione dei componenti commerciali di questo tipo vengono utilizzate tecniche particolari, rivolte a rendere "disgiunti" (cioè effettivamente separati e non sovrapposti) i due segnali di sincronismo E' e E''.In sostanza la forma d'onda di clock viene sottoposta ad un *Rivelatore di Transizione* (**figura 18**), funzionalmente non dissimile da un multivibratore monostabile; la durata del brevissimo impulso, da esso generato direttamente dentro il Flip-Flop, è pari a quella del ritardo di propagazione dell'inverter 74LS04, tipicamente pari a 10 ns per entrambe le transizioni, t_{PLH} e t_{PHL}; in questo modo la successiva porta logica riesce sostanzialmente a "rivelare" (cioè a mettere in evidenza, isolandolo) solo il *fronte di salita* (se si tratta di una AND 74LS08) oppure solo il *fronte di discesa* (se si tratta di una NOR 74LS02) della forma d'onda di clock fornita su C.

Va messo in evidenza che l'effettivo impulso di sincronismo C' sarà disponibile per il *Latch* solo dopo un ulteriore ritardo, tipicamente di 15 ns, dovuto al tempo di propagazione della porta logica; inoltre i fronti dei segnali coinvolti sono disegnati "verticali", ipotizzando nulli i rispettivi *tempi di transizione* (quelli consumati per passare dal 10% al 90% del valore di tensione a livello alto).

La **figura 19** mostra la versione di *Flip-Flop Master-Slave* dotata di 2 di questi dispositivi di rivelazione del fronte, detto *Data Lock-Out*, per sottolineare che le porte di entrambi i *Latches SR* lasceranno passare i dati presenti sui rispettivi ingressi agganciandoli (bloccandoli, *Lock-Out*) solo per un breve istante, a partire dal *fronte di salita* rispettivamente di C e di C negato, evitando ogni possibile effetto collaterale.

La presenza del triangolino all'interno del simbolo logico sull'ingresso C ci autorizza a ritenere questo elemento di memoria un *Flip-Flop* a tutti gli effetti. La **figura 20** illustra in dettaglio i 2 segnali di sincronismo E' e E'', evidenziando quanto finora sostenuto: *Master* e *Slave* risultano ora "trasparenti" per un tempo piccolissimo, in 2 posizioni ben distinte tra loro, rendendo inutile mantenere costanti gli ingressi esterni mentre C=1.

FLIP-FLOP SR

La tecnica appena descritta per trasformare il *Master-Slave* in vero *Flip-Flop* (cioè sensibile ai fronti del clock) è riutilizzabile anche per trasformare un *Latch SRC* in un *Flip-Flop SR* (detto anche *Edge Triggered SR*): dopotutto esso corrisponde alla metà di un Data Lock-Out. Certa letteratura offre altri modelli, più sofisticati, ma noi possiamo riferirci alla classica versione didattica di **figura 21**: sebbene non esistano componenti commerciali di *Flip-Flop SR* essa è importante perché costituisce la base di sviluppo di tutti gli altri tipi di Flip-Flop, oggetto delle nostre successive analisi.

Già sappiamo che il circuito *Rivelatore di Transizione* trasforma il segnale di Abilitazione in un breve impulso attivo alto, in corrispondenza di uno dei suoi fronti; utilizzando quello di **figura 18a** avremo si disporrà di un *Positive Edge Triggered SR*, mentre con quello di **figura 18b** si parlerà di *Negative Edge Triggered SR*.

Di certo abbiamo ora a che fare con un *Flip-Flop SR*, non più con un *Latch*; la **figura 22** mostra i simboli logici delle 2 categorie, supposte entrambe con ingressi attivi alti: il primo è sempre interessato da un *Clock C* e il fatto di essere attivo sui suoi fronti è indicato dalla presenza di un triangolino all'interno del simbolo; il secondo è sempre interessato da un *Enable E* (cioè attivo sui suoi livelli, anche se talvolta chiamato impropriamente clock) ed è sempre rappresentato senza il citato triangolino. ❑

CODICE MIP 2772480

di ANTONIO GIANNICO

I DIODI SCR E TRIAC

I diodi controllati o tiristori sono componenti elettronici speciali utilizzati nell'elettronica di potenza in quanto idonei a controllare elevate tensioni ed elevate correnti. Essi trovano largo impiego in applicazioni come la conversione statica dell'energia AC-DC e DC-AC ed il controllo di potenza. Si tratta in particolar modo dei diodi SCR e TRIAC. Con questo articolo intendiamo analizzarne in maniera sintetica ed efficace il principio di funzionamento e le applicazioni in modo da dare al lettore le conoscenza di base sia tecniche che pratiche sull'argomento.

L'elettronica di potenza si avvale di dispositivi a semiconduttore che possono sopportare e controllare tensioni e correnti molto maggiori di quelle che abitualmente si incontrano nell'elettronica comune. Si tratta dei cosiddetti *diodi controllati* o *tiristori* (*Thyristor-Thyratron transistor*) cioè diodi multigiunzione che commutano dallo stato di OFF a quello di ON in risposta ad una tensione di comando esterna applicata ad un elettrodo aggiuntivo detto *porta* o *gate*. Lo scopo di questi dispositivi è infatti quella di realizzare apparecchiature in grado di effettuare operazioni quali la conversione statica dell'energia ed il controllo di potenza. I principali dispositivi di questo tipo sono l'SCR (*Silicon Controlled Rectifier*), il TRIAC (*Triode for Alternate Current*) ed il GTO (*Gate Turn Off*). In questo articolo parleremo soprattutto dei primi due. Al di là della loro struttura fisica interna è importante capirne il comportamento ai morsetti e comprenderne le applicazioni. Ciò significa, principalmente, esaminarne il comportamento sia nel caso in cui siano impiegati all'interno di circuiti a tensione continua sia nel caso in cui siano impiegati in circuiti a tensione alternata. Nel proseguo focalizzeremo la nostra attenzione proprio su questi aspetti più che sulla fisica vera e propria del dispositivo con la finalità di fornire al lettore un approccio quanto più possibile diretto e pratico all'argomento.

Figura 1: Simboli elettrici del diodo SCR e del diodo TRIAC

Figura 2: Package tipico di un SCR di piccola potenza

Figura 3: Package tipico di un SCR e di un TRIAC di grossa potenza

DIODI SCR E TRIAC: SIMBOLI ELETTRICI, TERMINALI E PACKAGE

Gli SCR ed i TRIAC sono degli *interruttori elettronici di potenza allo stato solido controllati elettronicamente* che a differenza dei relè elettromeccanici presentano commutazioni estremamente veloci in quanto privi di parti meccaniche in movimento. L'SCR, in particolare, è anche un dispositivo raddrizzatore. Il dispositivo è infatti non a caso rappresentato con il simbolo grafico riportato in **figura 1** che richiama appunto quello di un diodo, con l'unica differenza di presentare in più un terzo terminale, il cosiddetto *Gate*. Questo particolare diodo appare per forma e dimensione del tutto simile ai comuni transistor di potenza. Un SCR è caratterizzato quindi da tre terminali rispettivamente indicati con A = Anodo (terminale da collegare al carico), K = *Catodo* (terminale da collegare a massa) e G = *Gate* (terminale di eccitazione o di controllo). Il percorso Anodo(A)-Catodo(K) è quello che rappresenta l'interruttore elettronico mentre il terminale di *gate* è quello che ne consente il controllo. Sul circuito del percorso A-K è presente il carico che potrebbe essere una lampada, un piccolo motore elettrico o un generico carico di potenza.
Qualcosa di analogo accade per il TRIAC in cui al posto del catodo e dell'anodo si hanno rispettivamente l'anodo A1 e l'anodo A2. La spiegazione di ciò risiede nel fatto che mentre l'SCR è un dispositivo unidirezionale rispetto alla corrente il TRIAC è un dispositivo bidirezionale; questo aspetto sarà meglio compreso nel proseguo dell'articolo.

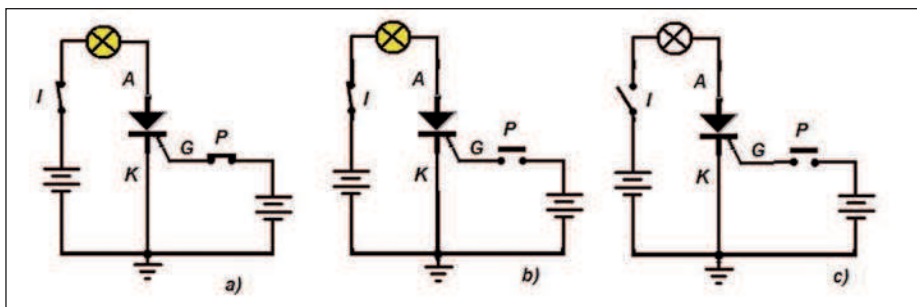



Figura 4: Circuito impiegante un SCR per controllare l'accensione di una lampada (a: innesco, b: mantenimento e c: spegnimento)

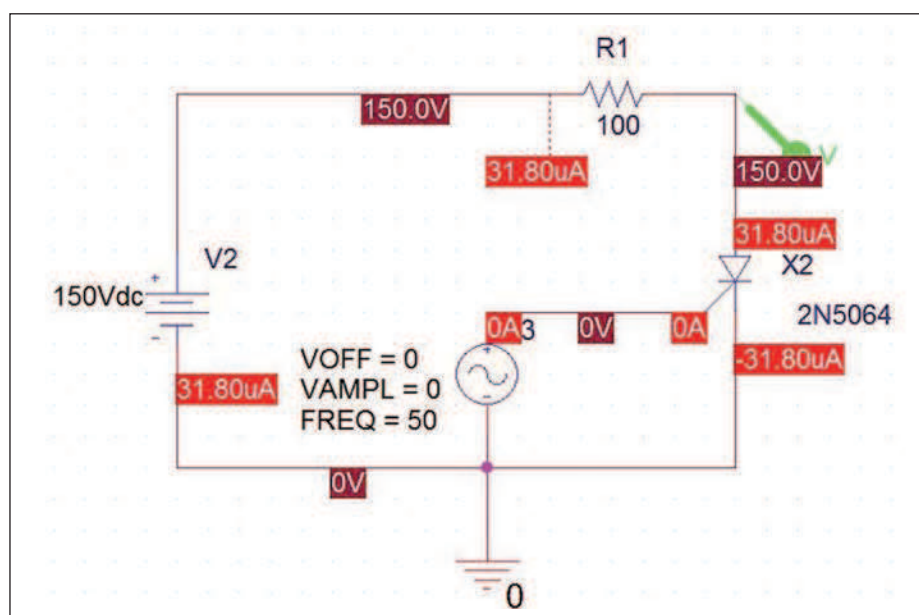



Figura 5: SCR in interdizione (Simulazione Spice)

Prima di descrivere il funzionamento dei due dispositivi, avendo già compreso quali siano i terminali di un SCR e quelli di un TRIAC è opportuno illustrarne il package. In **figura 1** è mostrato il simbolo elettrico dell'SCR e quello del TRIAC, in **figura 2** l'aspetto tipico di un SCR di piccola potenza (controllo di correnti di pochi ampere) mentre in **figura 3** è riportato il tipico aspetto di un SCR e di un TRIAC di grossa potenza (controllo di correnti di decine o centinaia di ampere). Mentre i primi sono impiegati in numerose piccole applicazioni i secondi sono utilizzati soprattutto in applicazioni di tipo industriale.

I diodi SCR e TRIAC di grossa potenza presentano forma ed aspetto per certi versi simile a quella di un grosso bullone (**figura 3**). Il terminale più sottile, come è logico attendersi, è sempre il *Gate*, il quale essendo un terminale di controllo è interessato da piccole correnti, mentre il terminale più grosso è l'Anodo nel caso di SCR, oppure l'Anodo 2 nel caso del TRIAC; la parte filettata è invece il Catodo nel caso dell'SCR oppure l'Anodo 1 nel caso del TRIAC.

FUNZIONAMENTO DELL'SCR

Anche senza conoscere i dettagli della fisica del dispositivo è possibile fissare alcuni concetti che sono sufficienti a comprenderne il funzionamento e l'operatività. In **figura 4** è mostrato un semplice circuito in cui è ottenuta l'accensione di una lampada attraverso un SCR. Se si preme il pulsante sul *gate* si innesca l'accensione dell'SCR che accende grazie alla pila posta sul circuito Anodo-Catodo la lampada stessa. A primo impatto potrebbe sembrare un funzionamento analogo a quello di un comune transistor; in realtà vi è una sostanziale differenza in quanto rilasciando il pulsante e annullando quindi l'eccitazione sul *gate* in questo caso non si ha lo spegnimento della lampada che rimane invece accesa, diversamente da quanto accadrebbe impiegando un comune transistor. Per spegnere la suddetta lampada è necessario aprire il circuito di potenza che fa capo all'anodo ed al catodo. Se a questo punto si procede a richiudere lo stesso percorso anodo-catodo la lampada non si riaccende; per ottenere ciò è necessario agire nuovamente sul terminale di *gate*. In generale l'accensione del dispositivo necessita di almeno un impulso di eccitazione sul circuito di comando (*gate*) positivo e di tensione sul circuito di potenza con polarità positiva rivolta verso l'anodo e negativa verso il catodo. In generale il dispositivo deve presentare una corrente nominale ed una tensione nominale superiori rispetto a quelle di impiego. Le tensioni del circuito di potenza possono raggiungere valori anche di molte centinaia di volt e le correnti valori anche di molte decine ed in alcuni casi centinaia di ampere.

Per sintetizzare quanto appena esposto in **figura 4-a** è rappresentata l'azione di innesco, in **4-b**) la situazione di mantenimento ed in **4-c**) l'operazione di spegnimento del dispositivo.

Per comprendere ancora meglio quanto detto si osservi la simulazione Spice riportata in **figura 5**. In essa si mostra un SCR che pur essendo sottoposto ad una tensione ai suoi capi pari a 150Vdc non si accende in quanto sul *gate* si ha una tensione applicata costantemente nulla (per cui manca il segnale di innesco).

In **figura 6** invece è mostrata una simulazione Spice dello stesso circuito in cui si applica una piccola tensione pulsante sul morsetto di *gate*. Come è facile osservare fino a che non si ha il primo impulso sul morsetto di *gate* l'SCR rimane spento tanto che l'intera tensione di ingresso, pari a 50V, cade sull'SCR. Al presentarsi del primo impulso (positivo) di tensione sul *gate* l'SCR entra in conduzione tanto che la tensione tra anodo e catodo si porta da 50V a 0V a testimonianza che il dispositivo si sta ora comportando a tutti gli effetti come un interruttore chiuso. In queste condizioni anche l'annullamento dell'impulso sul *gate* non provoca più alcun effetto sullo stato del dispositivo che rimane in ogni caso in

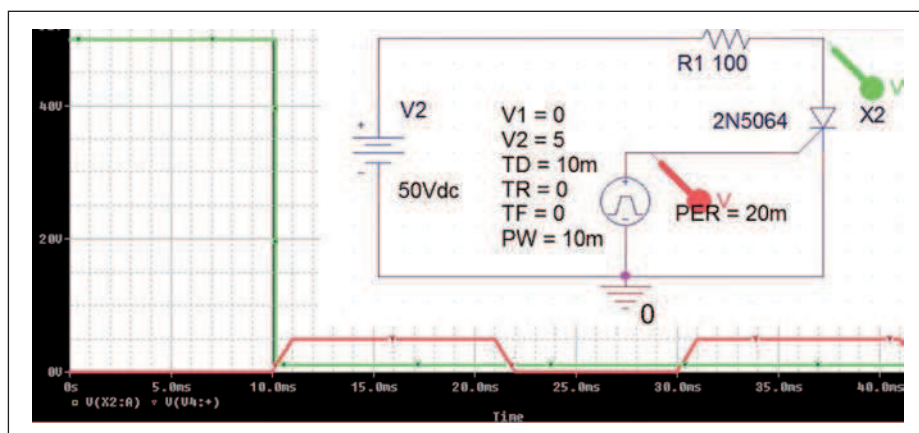



Figura 6: SCR portato in stato di ON da un impulso di gate (Simulazione Spice)

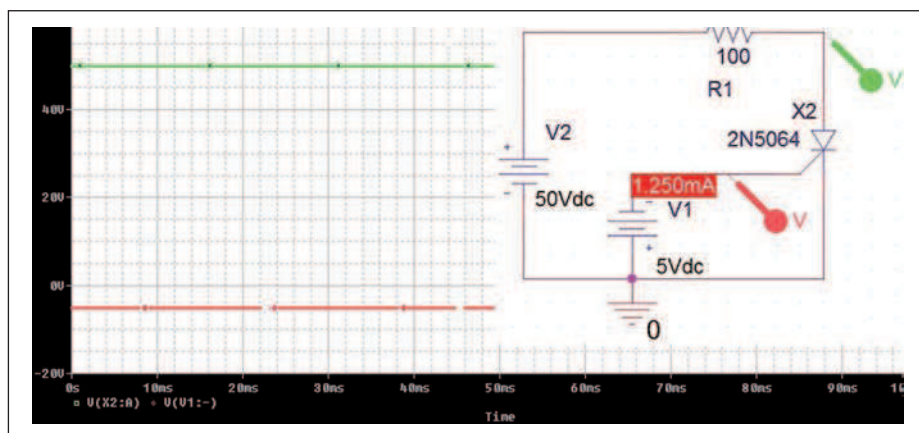



Figura 7: Se sul gate dell'SCR si applica una tensione negativa non può innescarsi la conduzione (Simulazione Spice)

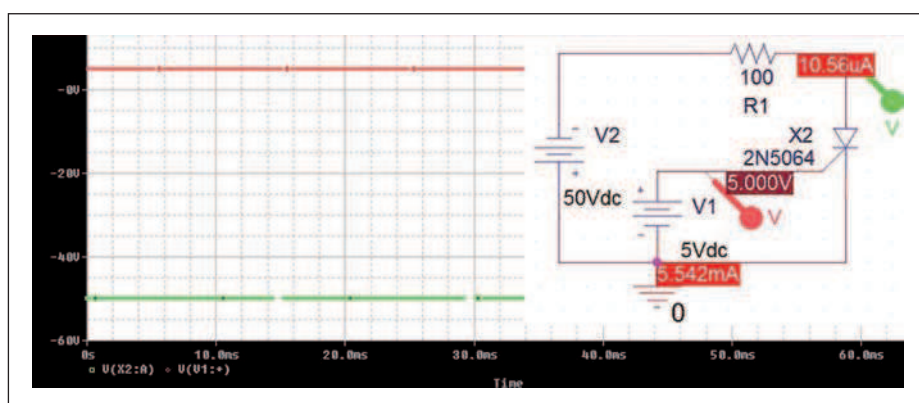



Figura 8: Se sull'anodo dell'SCR si applica una tensione negativa non può innescarsi la conduzione (Simulazione Spice)

stato di ON. Ciò che eccita l'SCR è pertanto l'applicazione sul suo *Gate* di una tensione positiva che determina sullo stesso *gate* una corrente sufficiente a portarlo in conduzione. A tal proposito occorre precisare che non tutti gli SCR presentano la stessa sensibilità alla corrente di *gate*, motivo per cui nel determinare l'innesco possono essere sufficienti pochi milliampere come alcune decine di mA a seconda dei casi.

Al fine di fugare qualunque dubbio sul funzionamento del dispositivo e sul suo corretto impiego è opportuno precisare anche che se sul *gate* si applica una tensione di polarità negativa, anche premendo il pulsante sul circuito di eccitazione, il dispositivo non si porta in conduzione ma rimane interdetto per cui il carico rimane a tutti gli effetti disalimentato (simulazione Spice di **figura 7**) e stessa cosa accade se eccitiamo il *gate* con una tensione correttamente positiva ed applichiamo invece una tensione di polarità negativa sull'anodo (Simulazione Spice di **figura 8**).

In conclusione, per eccitare un SCR e portarlo in conduzione è necessario che sull' Anodo sia presente una tensione di polarità positiva e che sul suo *Gate* venga applicata una tensione anch'essa positiva (o anche un solo impulso positivo).

Quanto esposto fin qui non deve in ogni caso portare a pensare che un SCR possa essere impiegato solo in continua; esso può infatti impiegato anche in alternata. Se alimentiamo l'Anodo dell'SCR mediante una tensione alternata ed il *Gate* con una tensione continua positiva premendo il pulsante sul circuito di *gate* l'SCR si porta in conduzione consentendo l'alimentazione del carico sul circuito di potenza. Se il carico è costituito da un lampada, questa non si presenta nel pieno della sua luminosità in quanto l'SCR si comporta come un diodo in serie al circuito, che raddrizza la tensione alternata, motivo per cui la luminosità della lampada è percepita come pari al 50% di quella piena. Il diodo SCR si comporta cioè come un elemento controllato nell'innesco ma pur sempre rettificatore, lasciando via libera al passaggio delle sole semionde positive.

In questo caso, tuttavia, se si rilascia il pulsante sul circuito di comando, cioè sul circuito di *gate* il dispositivo alla prima semionda negativa sul circuito di potenza va in interdizione e rimane in tale stato a meno di non operare nuovamente ed opportunamente sul *gate*. Quanto esposto fino ad ora può considerarsi sinteticamente riassunto negli schemi operativi di **figura 9**.

Analogamente è facile immaginare che se si alimenta il circuito di potenza con una tensione alternata e quello di comando sul *gate*, anche'esso con una tensione alternata, una lampada sul circuito di potenza apparirà alla vista sempre accesa il che non significa che il dispositivo sia in ogni momento in conduzione anzi vi è una condizione particolare in cui il dispositivo non riesce ad accendersi. Se infatti la sinusoide sul *gate* è isofrequenziale con quella sul circuito di potenza ma in opposizione di

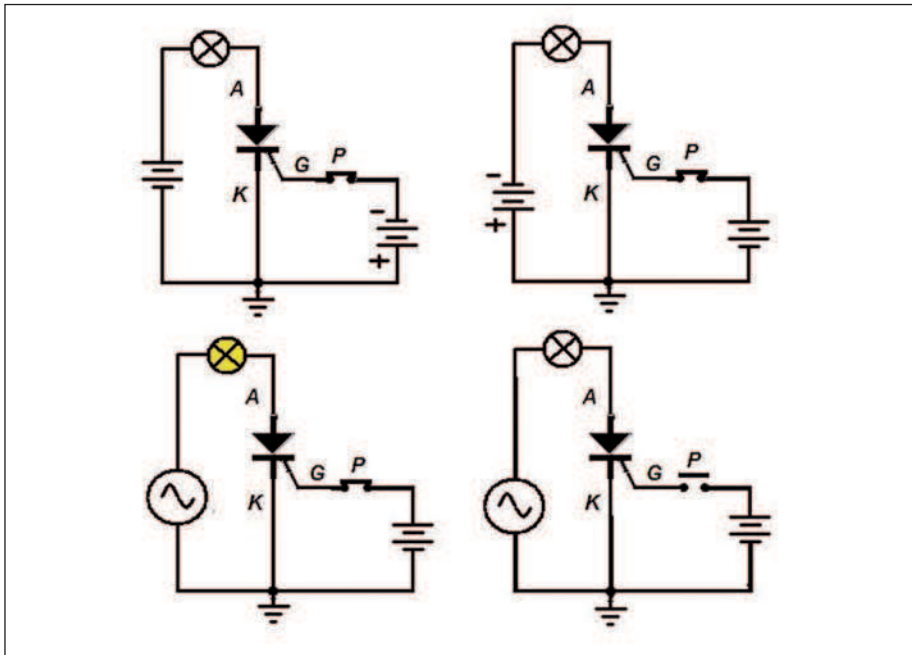



Figura 9: Rappresentazione di altre condizioni operative che descrivono il comportamento di un SCR

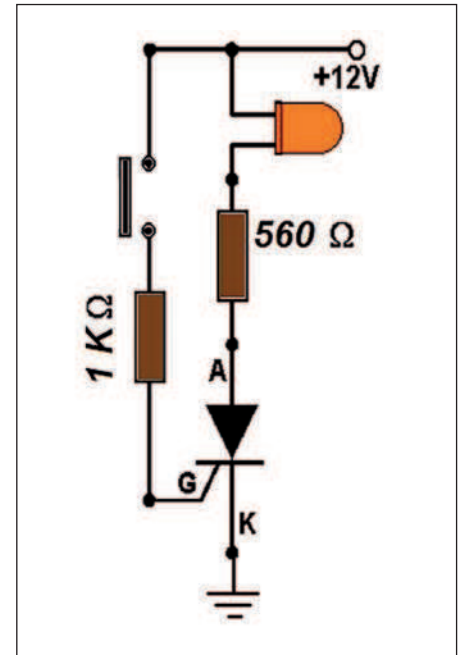



Figura 10: Semplice circuito di test per SCR di piccola potenza

fase accade che quando sul *gate* compare un impulso positivo sul circuito di potenza compare una tensione negativa per cui il dispositivo non si accende mentre quando sul circuito di potenza è presente una tensione positiva su quello di *gate* è presente un impulso negativo inadatto ad accendere il dispositivo che rimane ancora una volta spento. In tutti gli altri casi vi sono intervalli di tempo in cui il dispositivo è acceso ed il carico alimentato ed intervalli in cui è spento e il carico disalimentato. Ciò comporta che la lampada può apparire in ogni caso continuamente accesa solo perché appare costantemente illuminata susseguendosi in maniera estremamente veloce gli intervalli di ON e di OFF.
Analogamente, se eccitiamo il *gate* con una tensione alternata e sul circuito di potenza abbiamo una tensione continua con polarità positiva verso l'anodo il dispositivo apparirà continuamente acceso anche se si rilascia il pulsante di eccitazione sul *gate* a meno di interrompere anche il circuito di potenza almeno per un breve intervallo di tempo attraverso un secondo pulsante.
Ovviamente e in ogni caso se vogliamo tenere accesa una lampada collegata ad un diodo SCR alimentato con una tensione alternata, dovremo sempre tenere premuto il pulsante di eccitazione su circuito di *gate*.
Il fatto che un SCR sia costruito per determinate tensioni applicative e correnti di carico non significa che esso non possa essere impiegato anche per tensioni e correnti anche molto più piccole a patto di innescare con un impulso adeguato la conduzione attraverso il *gate*. In **figura 10** è riportato un semplice circuito che impiega un semplice diodo led come carico e che chiunque può realizzare dopo essersi procurato un SCR di piccola potenza per sperimentare quanto detto fino ad ora.

FUNZIONAMENTO DEL TRIAC

Il TRIAC (termine che sta per ***TRI****ode* ***A****lternate Current*) il cui simbolo grafico è riportato in **figura 11**, come l'SCR è un diodo controllato attraverso un terminale detto *Gate*. Fisicamente i TRIAC appaiono per package simili agli SCR e presentano anch'essi tre terminali (A1 = Anodo 1, A2 = Anodo 2 e G = *Gate* di eccitazione). L'anodo A1 è collegato a massa mentre tra l'Anodo 2 (positivo) e A1 è collegato il carico da alimentare e controllare. Diversamente da quello che accade in un SCR, sul *gate* di un TRIAC occorre applicare una tensione per poterlo eccitare, che può essere tanto di polarità positiva quanto di polarità negativa. La prima conseguenza di ciò è che tale tensione di eccitazione può essere sia continua che alternata e generare in ogni caso e su entrambe le semionde l'accensione dello stesso dispositivo.
Inutile dire che anche per un TRIAC è necessario, per un corretto impiego, tenere conto della sua corrente e tensione nominale e della corrente e tensione effettiva di impiego tipica del circuito di potenza che si desidera controllare.
Anche per i TRIAC, a seconda dei modelli, può essere sufficiente una corrente di *gate* di pochi milliampere o di decine di milliampere per innescare la conduzione.
In conclusione la differenza sostanziale tra SCR e TRIAC a livello operativo, come lo stesso simbolo grafico suggerisce, sta nel fatto che mentre un SCR si eccita solo se sull'Anodo è presente una tensione positiva e sul *Gate* una tensione anch'essa positiva il TRIAC si eccita applicando sia sul *Gate* che sugli Anodi 1-2 una tensione indifferentemente continua o alternata.
Di conseguenza, mentre l'SCR è un dispositivo caratterizzato da conduzione unidirezionale il TRIAC è un dispositivo caratterizzato da una conduzione.
Anche per il TRIAC è opportuno illustrare una serie di condizioni operative in modo da comprenderne meglio il funzionamento. Per prima cosa illustriamo il comportamento del dispositivo in circuiti che impiegano tensioni continue. In **figura 12** sono illustrate tre condizioni operative.
Nella prima tra A2 ed A1 si impone una tensione positiva lungo il circuito di potenza. In queste condizioni per portare in conduzione lo stesso circuito di potenza

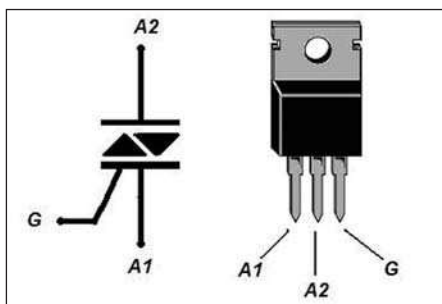



Figura 11: Simbolo e terminali di un TRIAC di piccola potenza

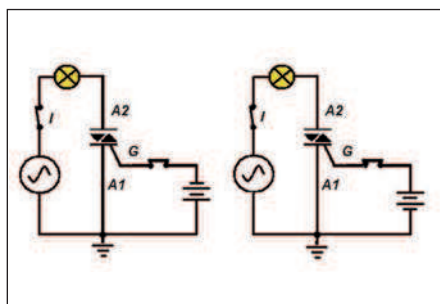



Figura 13: L'impulso di innesco in un TRIAC può essere sia positivo che negativo

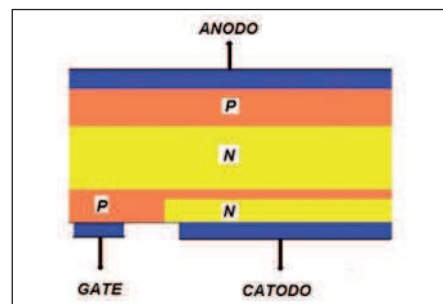



Figura 14– Struttura fisica tipica di un SCR

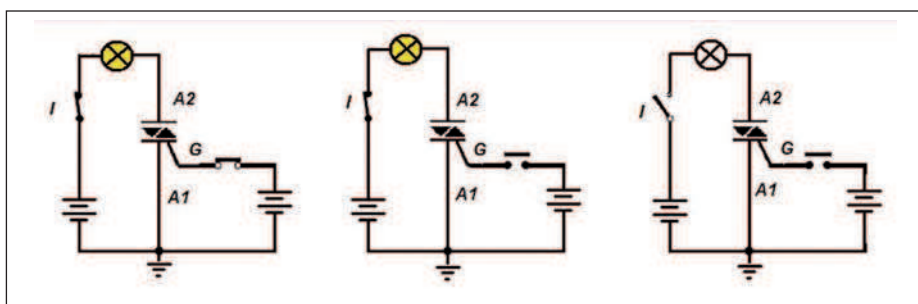



Figura 12: Accensione e spegnimento di un TRIAC impiegato in corrente continua

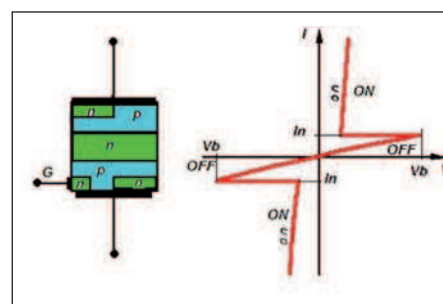



Figura17: Caratteristica I/V di un TRIAC per IG=0

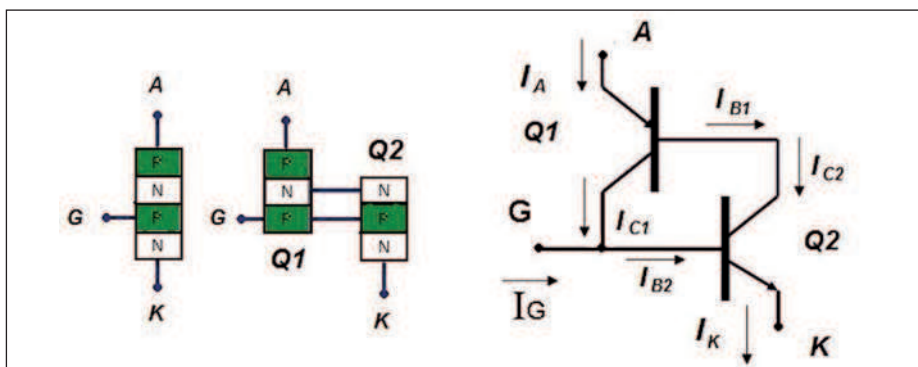



Figura 15: Schematizzazione semplificata della struttura fisica di un SCR e circuito equivalente a BJT

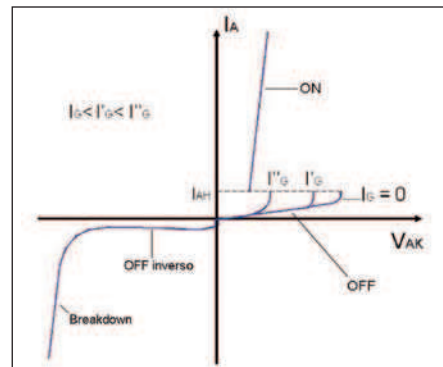



Figura 16: Tipica Caratteristica I/V di un SCR

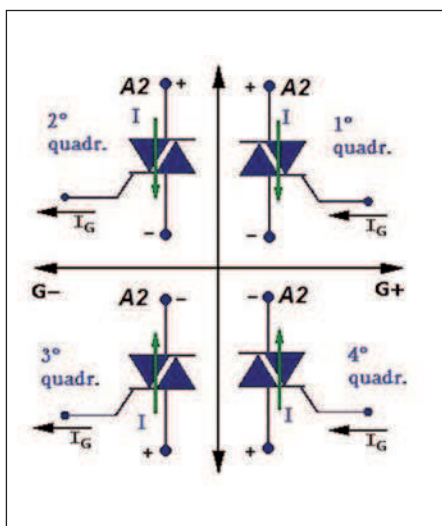



Figura 18: Modalità di conduzione per innesco in un SCR

è necessario applicare sul *Gate* una tensione indifferentemente positiva o negativa. Se rilasciamo il pulsante di eccitazione sul *gate* il circuito di potenza rimane acceso (seconda rappresentazione di **figura 11**) e per essere spento è necessario, almeno per un breve intervallo di tempo, interrompere direttamente lo stesso circuito di potenza (terza rappresentazione di **figura 11**). Ovviamente a questo punto non sarà possibile riaccendere il circuito di potenza richiudendolo ma sarà necessario anche agire attraverso un nuovo impulso sul circuito di *gate*.
Il fatto che la polarità della tensione di eccitazione e di quella sul circuito di potenza non siano importanti ai fini dell'entrata in conduzione è dovuta al fatto che il TRIAC è a tutti gli effetti equivalente a due SCR collegati fisicamente in antiparallelo e caratterizzati dall'avere un *gate* comune, come il simbolo elettrico stesso suggerisce, per cui se non conduce il primo di essi conduce il secondo.
In **figura 13** sono invece rappresentate due condizioni operative in cui la tensione di alimentazione sul circuito di potenza è alternata. Se alimentiamo il circuito di potenza con una tensione alternata ed il *Gate* con una tensione continua positiva o negativa il TRIAC si porta in conduzione ed il circuito di potenza risulta pertanto chiuso. Rilasciando il pulsante sul circuito di *gate* il circuito di potenza si spegne in quanto nel momento in cui la sinusoide passa dalla semionda positiva a quella negativa sul cir-

cuito di potenza si ha per una frazione di tempo una tensione di valore nullo.
Quanto esposto spiega perché il TRIAC sia spesso definito come componente elettronico a semiconduttore specifico per il controllo di carichi in corrente alternata (Triode for alternating current). Ciascun dei due SCR da cui si può pensare idealmente composto il TRIAC conduce nel semiperiodo in cui è polarizzato direttamente, se viene applicato un impulso di corrente al *gate* (superiore ad una soglia minima di sensibilità).

LE DIFFERENZE TRA SCR E TRIAC

Occorre precisare che quando si parla dell'SCR e del TRIAC come di dispositivi di controllo non si intende che essi permettano la regolazione di una corrente, ma semplicemente che consentono di controllare lo stato ON/OFF di un circuito in quanto il dispositivo stesso può trovarsi esclusivamente in stato di conduzione o di interdizione. Esso permette quindi di controllare elevate potenze mediante piccoli segnali di comando in modo estremamente veloce.
Dal punto di vista applicativo pertanto, l'SCR ed il TRIAC sono impiegati per due possibili scopi: realizzazione di veri e propri relé allo stato solido e realizzazione di dispositivi dimmer che permettano di regolare la potenza fornita ad un determinato carico. La differenza tra SCR e TRIAC per quanto concerne l'impulso di innesco sta nel fatto che mentre in un SCR tale impulso deve necessariamente essere positivo, in un TRIAC può essere sia positivo che negativo. Per quanto riguarda invece il circuito di potenza la differenza sta nel fatto che mentre un SCR può essere attraversato da correnti che fluiscono solo nella direzione Anodo-Catodo in un TRIAC la corrente può fluire in entrambe le direzioni. Entrambe le semionde di corrente alternata attraversano il dispositivo che perde la caratteristica di essere rettificatore e conserva la sola caratteristica di essere un interruttore innescabile elettronicamente.
Sebbene il TRIAC sia innescato applicando un impulso di tensione sul suo *gate* esso può anche autoinnescarsi in un certo senso se il valore della tensione alternata applicata sui due anodi supera un valore limite detto tensione di breakdown (si osservino le caratteristiche I-V in **figura 16** e **figura 17**). Inoltre è opportuno sottolineare che se si fa diminuire la corrente aumentando la resistenza di carico del TRIAC, si raggiunge un punto in cui la stessa corrente non è più in grado di mantenere in conduzione il semiconduttore. Tale valore minimo di corrente al di sotto del quale non è possibile mantenere innescato il TRIAC viene comunemente indicato come corrente di Hold, cioè appunto corrente di mantenimento. Il TRIAC rappresenta quindi la soluzioni più efficienti ed economica per il controllo della potenza assorbita dagli utilizzatori funzionanti con tensioni alternate.

La struttura e la fisica dell'innesco e del mantenimento in un SCR
Dopo aver descritto le condizioni operative tipiche di un SCR è opportuno precisare che il segnale di innesco per essere efficace deve superare un valore di corrente dipendente dal particolare modello di tiristore e dalle specifiche condizioni operative cioè dalla tensione anodo-catodo presente in interdizione. Abbiamo visto come la conduzione permanga anche alla cessazione del segnale di *gate* e fino a che la corrente diretta non scende sotto un valore minimo di mantenimento. La conduzione può innescarsi tuttavia anche in assenza di impulso sul terminale di *gate* se la tensione diretta supera un valore pari al limite di rottura in polarizzazione diretta (tensione di breakover). Da un punto di vista fisico l'SCR è costituito da una struttura che in maniera semplificata può essere vista come una tripla giunzione a semiconduttore p-n-p-n, con l'anodo strato p esterno, il catodo strato n opposto e il *gate* strato p intermedio (**figura 14**). Per poterne comprendere il funzionamento il dispositivo può essere visto come equivalente ad un circuito formato due transistor BJT collegati come in **figura 15**.
Se si polarizza l'anodo positivamente, il catodo negativamente ed il *gate* non è polarizzato l'SCR non può condurre in quanto Q_2 risulta interdetto essendo la sua corrente di base è $I_{B2}=0$. Se tuttavia si applica, per un breve intervallo di tempo, una tensione positiva sul *gate* si origina una corrente I_{B2} la quale porta inevitabilmente in conduzione il transistor Q_2. Alla corrente I_{B2} corrisponde una corrente I_{C2}:

$$I_{C2} = h_{FE2}\, I_{B2} = I_{B1}$$

Questa è anche corrente di base del transistor Q1 il quale entra anch'esso in conduzione aumentando la sua corrente di collettore:

$$I_{C1}=h_{FE1}\, I_{B1}= h_{FE1}\, h_{FE2}\, I_{B2}$$

I due transistor si portano in questo modo entrambi in saturazione e tale condizione si autosostiene una volta innescata anche se viene meno la corrente del *gate*. In altre parole il circuito equivalente in cui possiamo scomporre un SCR forma una struttura in cui qualsiasi segnale applicato al *gate* viene amplificato sul collettore del transistor n-p-n, raggiunge la base del p-n-p ed è amplificato nuovamente, da cui la condizione di saturazione. Questo spiega perché un SCR una volta innescato continua a condurre anche senza tensione di *gate* (se ovviamente la tensione applicata tra anodo è catodo è una tensione continua e positiva). Lo stesso fenomeno invece si disinnesca se la tensione sul circuito anodo-catodo è di tipo alternato quando arriva la semionda negativa. Appare inoltre evidente perchè lo stesso SCR alimentato inversamente non possa condurre anche se si polarizza il *gate* direttamente.

LE CARATTERISTICA I-V DI UN SCR E DI UN TRIAC

In **figura 16** è riportata la tipica famiglia di caratteristiche I-V di un SCR.
Lo Stato di OFF si ha per $I_G = 0$ mentre lo stato di ON si origina mediante l'applicazione di un impulso di corrente sul *Gate*, ovviamente nell'ipotesi che sia $V_{AK} > 0$. Una volta che l'SCR è commutato dallo stato di OFF allo stato di ON, il dispositivo non può più essere controllato attraverso il *gate*, cioè non vi è più modo agendo attraverso il *gate* di generare il Turn-off, nemmeno cercando di imprimere una $I_G < 0$. Diversamente il Turn-Off può essere generato riducendo la I_A al di sotto di un valore minimo detto di tenuta (I_{AH}) oppure applicando $V_{AK} < 0$ (spegnimento forzato) motivo per cui è necessario agire sul circuito di potenza e non più su quello di controllo.
Le curve caratteristiche di un SCR presentano tre zone: la prima, a sinistra, con tensione invertita fra anodo e catodo. Se tale tensione giunge ad un ben de-

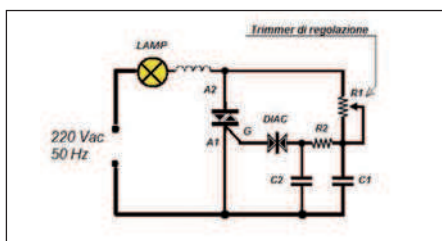



Figura 19: Esempio di circuito varilight

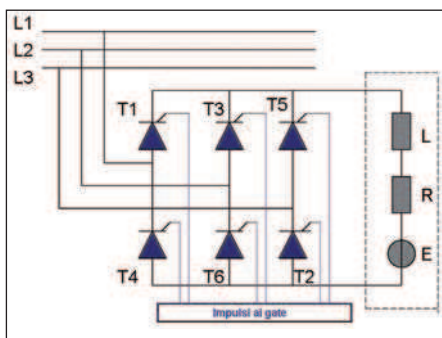



Figura 21: Convertitore AC/DC trifase ad SCR

Figura 20: Controllo di luminosità in un varilight

Figura 22: Convertitore AC/DC monofase ad SCR

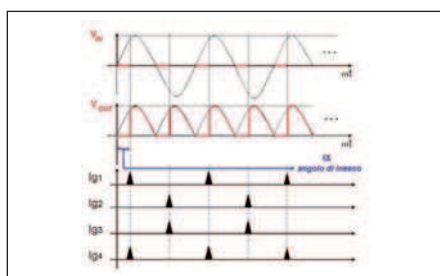



Figura 23: Controllo e funzionamento del circuito di figura 21

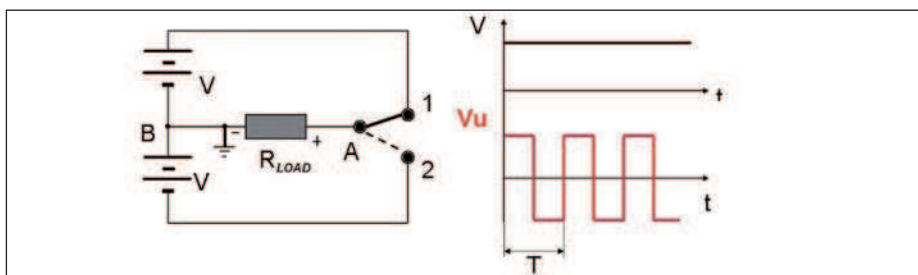



Figura 24: Principio di funzionamento di un inverter

terminato valore massimo il dispositivo entra in conduzione in valanga inversa. La seconda zona è quella dell'innesco propriamente detto e corrisponde al primo quadrante di **figura 16**. La terza zona è quella della corrente di mantenimento a bassa tensione anodo-catodo sempre nel primo quadrante.
Oltre alla forma tipica di innesco (impulso di *gate*) ed a quella per breakover ve ne è un'altra: se la tensione anodo-catodo varia improvvisamente, si produce una trasmissione, per effetto capacitivo, che innesca il processo rigenerativo prima descritto e quindi l'entrata in conduzione del dispositivo.
L'invenzione del TRIAC è stata la naturale conseguenza alla necessità di disporre di un interruttore elettronico di potenza avente caratteristiche simili a quelle di un SCR ma adatto ad impieghi in corrente alternata. Dal momento che il dispositivo lavora con la doppia polarità gli elettrodi perdono la denominazione di anodo e catodo. Le curve I-V caratteristiche nel primo quadrante sono simili a quelle dell'SCR ma si ripropongono in maniera simile anche nella zona in cui sia la corrente che la tensione sono negative (**figura 17**).
In **figura 18** sono rappresenta in maniera sintetica tutte le modalità di conduzione per innesco di un SCR. Se ne lascia al lettore l'interpretazione peraltro immediata. Con riferimento alla **figura 18** molti potrebbero considerare irrilevanti le differenze tra il funzionamento in un quadrante e quello in un altro tuttavia occorre ricordare che fisicamente e costruttivamente il dispositivo non è perfettamente simmetrico come appare ad una sommaria descrizione elettrica. Il fatto che il TRIAC lavori in un quadrante piuttosto che in un altro e che si abbia pertanto una tensione di *gate* positiva o negativa per l'innesco allora modifica in realtà in qualche misura le prestazioni del dispositivo. In altre parole, i valori dei parametri elettrici tipici ("*latching current*" (I_L), "*holding current*" (I_H),"*gate trigger current*" (I_{GT})), variano da un quadrante all'altro. È utile a conclusione di questo paragrafo e per completezza, accennare inoltre, a riguardo delle modalità di innesco, al fatto che esistono anche dispositivi fototiristori, in cui l'innesco avviene in presenza di luce incidente, analogamente a quanto accade nei fotodiodi.

GENERALITÀ SULLE APPLICAZIONI DEGLI SCR E DEI TRIAC

L'impiego degli SCR spazia dalla realizzazione di raddrizzatori di tensione controllati, in grado di fornire in uscita tensioni continue regolabili alla realizzazione di inverter e di circuiti di azionamento e controllo di potenza. Il circuito di innesco degli SCR è infatti un circuito attraverso il quale controllando il ritardo della tensione di *gate* rispetto alla tensione anodo-catodo si rende possibile un sostanziale controllo di fase con conseguente regolazione del valore efficace della tensione raddrizzata. Data la similitudine tra TRIAC ed SCR nel gestire il controllo di elevate potenze è inoltre anche possibile impiegare una combinazione di due SCR in antiparallelo piuttosto che un singolo TRIAC.
L'impiego più comune di questi dispositivi riguarda la regolazione di velocità di motori elettrici, la conversione statica con-

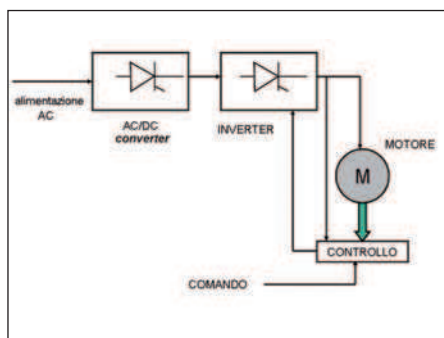



Figura 25: Schematizzazione di un azionamento elettrico ottenuto mediante il controllo di circuiti inverter

trollata AC/DC dell'energia elettrica e quella DC-AC. Le caratteristiche fondamentali che rendono questi dispositivi adeguati a queste applicazioni sono da ricercare soprattutto nelle basse perdite in stato di conduzione e nell'elevata tensione di blocco cioè nella capacità di mantenere in stato di OFF la corrente nel circuito controllato anche in presenza di elevate tensioni. Altre caratteristiche fondamentali sono la ve-

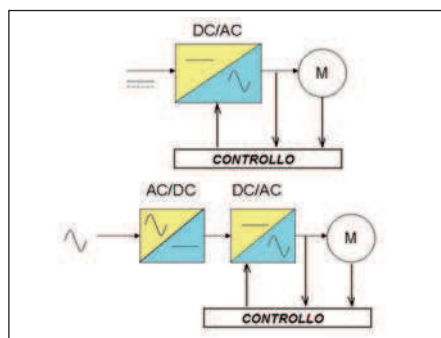



Figura 26: Schematizzazione del controllo di un azionamento elettrico in AC e in DC mediante inverter

locità di commutazione e la bassa potenza richiesta dal circuito di controllo oltre alla capacità di sopportare rapide variazioni sia di corrente che di tensione.
La commutazione di un SCR o di un TRIAC avviene in un tempo estremamente breve, dell'ordine del microsecondo o della frazione di microsecondo cioè un tempo nemmeno lontanamente paragonabile con quello dei dispositivi di commutazione elettromeccanici (relè). Per questi motivi l'SCR è il dispositivo più usato nella moderna conversione statica di potenza.
La sua comparsa sul mercato risale agli anni sessanta. Allora le tensioni applicative erano di poche centinaia di volt e le correnti controllabili di poche decine di ampere; nel corso degli anni sono stati sviluppati SCR in grado di gestire tensioni anche di 3000-4000V e correnti di parecchie centinaia di ampere. L'impiego nella conversione AC-DC per elevate potenze è stata storicamente una grande innovazione nel campo della conversione dell'energia poichè ha permesso di passare da un a conversione dinamica ad una conversione statica con tutti i vantaggi connessi. Prima dell'affermazione di questi dispositivi infatti la conversione di grosse potenze da AC a DC avveniva grazie a sistemi generatore-dinamo con tutte le controindicazioni legate alle perdite ed all'usura meccanica.
Altri vantaggi introdotti con questo pas-

Figura 27: Principio di funzionamento di un inverter trifase

Figura 28: Tre diversi circuiti di accensione e spegnimento di un SCR

saggio sono stati la riduzione del peso e dell'ingombro degli apparati e degli impianti, aspetti che ne hanno reso semplice ed agevole l'installazione e la manutenzione oltre all'eliminazione delle problematiche legate alle vibrazioni ed ai rumori. Il rendimento di sistemi di conversione statica ha permesso inoltre di raggiungere rendimenti molto superiori rispetto a quelli dei vecchi sistemi generatore-dinamo. L'impiego di sistemi elettronici di controllo basati anche su microprocessore ha reso inoltre ancora più flessibile questi sistemi di conversione.
Ovviamente, tra i limiti che accompagnano queste applicazioni vi è la sensibilità alle sovratensioni specie negli impieghi con carichi fortemente induttivi e nei confronti delle sovracorrenti.

I circuiti varilight e la variazione di velocità dei motori elettrici

Il varilight è un circuito facilmente realizzabile mediante l'impiego di un dispositivo di potenza. In **figura 19** ne è rappresentata una possibile e semplice realizzazione. Il nome deriva dal fatto che un circuito di questo tipo è generalmente impiegabile per ridurre la luminosità di una o più lampade (si pensi ad ambienti come le camere da letto, i salotti o altri ambienti simili in cui si desidera regolare l'intensità luminosa da zero fino ad un massimo corrispondente all'alimentazione diretta della stessa lampada. La descrizione del funzionamento di un tale circuito ci permette di comprendere come il termine varilight se preso alla lettera risulta di fatto riduttivo in quanto lo stesso circuito può essere impiegato, per esempio, per regolare la temperatura di un saldatore, oppure la velocità di motori elettrici come accade all'interno di un trapano, di un frullatore oppure in una centrifuga. Ovviamente conoscendo il principio di funzionamento del SCR e del TRIAC è facile comprendere come lo stesso circuito non possa essere impiegato per regolare la luminosità di lampade al neon.
Il TRIAC in realtà non riduce il valore di picco della tensione applicata al carico ma semplicemente, intervenendo con una certa fase, tende a modificare la forma d'onda della tensione applicata al carico riducendone semplicemente il valore efficace. Tale riduzione è responsabile della diminuzione della luminosità nel caso del varilight, della diminuzione di velocità nel caso del controllo di un motore elettrico.
In altri termini, con il controllo dell'accensione e dello spegnimento del dispositivo è a tutti gli effetti come se si asportasse dalla forma d'onda sinusoidale una porzione di area prima che questa giunga al carico il che comporta una riduzione del valore efficace della stessa tensione. Con riferimento alla **figura 19** se nell'istante in cui inizia la semionda positiva applichiamo sul *Gate* un impulso positivo il Triac va in conduzione e ci rimane fino a quando la semionda non ritorna 0 volt per invertire la sua polarità. Se in questo istante applichiamo sul *Gate* un impulso negativo il Triac si eccita nuovamente e rimane nuovamente in conduzione fino a quando la semionda negativa non ripassa nuovamente per lo zero.
Evidentemente, controllando in questo modo il dispositivo il valore efficace della tensione che si applica al carico è pari al valore efficace della tensione alternata di alimentazione anzi le due forme d'onda sono praticamente uguali. Ovviamente se facciamo intervenire gli impulsi di eccitazione con un opportuno ritardo avremo asportato dalla forma d'onda una porzione del suo sviluppo il che corrisponde a fornire tensione nulla al carico proprio nei frangenti di tempo corrispondenti alla porzione asportata.
Tanto per intenderci, se l'impulso di eccitazione positivo sul *gate* giunge quando la semionda positiva si è già sviluppata per metà del suo percorso e stessa cosa facciamo per la semionda negativa, avremo dimezzato il valore efficace della tensione fornita al carico il che fisicamente significa aver dimezzato l'energia fornita a parità di tempo. Se per esempio la tensione di alimentazione è pari a 220Vac allora (il che significa valore efficace pari a 220V) in queste condizioni di funzionamento sarebbe come se stessimo fornendo al carico una tensione di valore efficace 110V.
Pilotando opportunamente il ritardo degli impulsi sul *gate* rispetto agli istanti di passaggio della forma d'onda alternata per lo zero è possibile ottenere tutti i valori efficaci compresi tra zero ed il valore efficace della tensione di alimentazione disponibile in ingresso (**figura 20**).
Nel particolare caso del circuito di **figura 19** la regolazione avviene agendo sul potenziometro, attraverso il quale si varia il ritardo con cui viene caricata la capacità C1. Se rendiamo minima la resistenza opposta dal potenziometro la capacità si carica in modo estremamente rapido per cui gli impulsi arrivano sul *gate* attraverso il *diac* praticamente senza ritardo.
Al contrario, se ruotiamo il potenziometro in modo che la resistenza fornita sia vici-

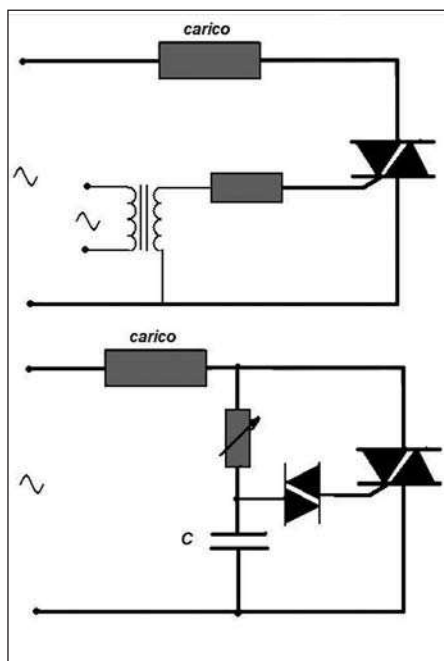



Figura 29: Innesco di un TRIAC attraverso una tensione di controllo alternata

na al suo valore massimo, il condensatore si carica in maniera lenta e l'impulso sul *gate* giunge abbastanza ritardato. Ruotando il potenziometro nelle diverse posizioni intermedie è possibile regolare questo ritardo. Poichè il *diac* è bidirezionale lascia passare verso il *Gate* sia gli impulsi di polarità positiva che di polarità negativa. Normalmente è buona norma impiegare una piccola impedenza avvolta su un nucleo in ferrite ed opportunamente dimensionata come riportato nello stesso circuito in modo da eliminare i disturbi che si generano ogni volta che il diodo Triac si eccita o si diseccita.
Tornando ai motori elettrici, generalmente impiegati negli elettrodomestici o in piccole macchine utensili come il trapano, va detto che essi spesso altro non sono che normali motori in corrente continua, dotati di collettore con eccitazione in serie, che non invertono il senso di marcia neppure invertendo le polarità dell'alimentazione in quanto una inversione di tensione produce contemporaneamente inversione di corrente sia nello statore che nel rotore. Questa caratteristica rende il motore impiegabile sia in corrente continua che in corrente alternata (si parla a volte di motore universale) e l'impiego di circuiti a *tiristori* ne consente una efficace regolazione elettronica della velocità.

IL TRIAC COME REGOLATORE DI POTENZA E I CIRCUITI DI CONTROLLO

Come già detto l'applicazione più diffusa e tipica del TRIAC è quella come varilight oppure come dispositivo di regolazione della velocità piccoli motori elettrici impiegati per esempio nei comuni elettrodomestici. Si tratta in ogni caso di un sostanziale controllo della potenza fornita al carico, regolazione effettuata modulando il tempo di conduzione attraverso il controllo del *gate*. Il circuito di controllo può essere in realtà implementato in diversi modi. Quello mostrato in **figura 19** per il varilight è solo uno dei più semplici possibili e rientra nella categoria di quelli RC. Esistono anche circuiti di regolazione molto più sofisticati che impiegano circuiti integrati dedicati oppure microcontrollori o microprocessori in grado di rilevare il passaggio per lo zero della tensione di alimentazione del circuito di potenza e produrre l'impulso opportunamente ritardato sul *gate* del TRIAC direttamente oppure attraverso sistemi di isolamento galvanico, quali il fotoaccoppiatori o trasformatori di isolamento.

ALCUNE OSSERVAZIONI

L'impiego di questi dispositivi impone alcune precauzioni nel caso in cui alimentino carichi induttivi come motori elettrici e trasformatori. Tali precauzioni sono indirizzate a proteggere il componente dalle sovratensioni prodotte dall'apertura del circuito. Per questo motivo tra gli anodi si collega un circuito, detto snubber, cioè di smorzamento. Circuiti di questo tipo sono necessari anche nell'alimentazione di apparecchiature in cui lo spunto di corrente al momento dell'accensione è particolarmente elevato rispetto ai valori che si instaurano a regime. Un altro aspetto che in questi casi viene adeguatamente tenuto in conto è la potenza termica che deve esser dissipata dal TRIAC e che necessita spesso dell'impiego di adeguati dissipatori di calore.

L'SCR NEI CONVERTITORI AC-DC CONTROLLATI

I convertitori AC-DC controllati sono circuiti in cui la grandezza elettrica in ingresso è una tensione alternata (AC) mentre l'uscita è una tensione continua (DC) il cui livello e quindi la cui potenza è regolabile mediante un opportuno controllo. L'impiego degli SCR in una applicazione di questo tipo appare del tutto ovvia e naturale anche perché lo spegnimento del dispositivo può essere ottenuto in maniera naturale grazie alla caratteristica della tensione in ingresso di essere alternata ("Spegnimento naturale di linea"). Ovviamente affinché la tensione di uscita sia effettivamente continua è necessario che essa sia adeguatamente filtrata o soggetta ad una adeguata induttanza di tenuta, effetto al quale si presta molto bene il carico stesso nel caso in cui questo sia costituito da un motore elettrico. In **figura 21** è schematizzato, in linea del tutto generale, un circuito convertitore AC-DC trifase.
La comprensione del suo funzionamento è complicata da due aspetti: il primo è quello che si tratta di un convertitore trifase, il secondo è legato al fatto che il carico è di tipo induttivo. Per semplificare la comprensione del funzionamento consideriamo il caso allora di un convertitore mono-fase a ponte impiegante ancora una volta degli SCR su carico puramente resistivo (**figura 22**).
Quando la sinusoide in ingresso al ponte è nella parte positiva gli SCR T1 e T4 si trovano in polarizzazione diretta mentre T2 e T3 si trovano in polarizzazione inversa. Se in questo frangente temporale facciamo cadere l'impulso sul terminale di *gate* di T1 e T4 la forma d'onda è trasferita istante per istante sul carico. Se con un ritardo pari a 180 gradi dell'onda sinusoidale facciamo partire l'impulso sugli SCR T2 e T3 avremo ancora una volta il trasferimento istante per istante della tensione in ingresso sul carico ma sempre con la stessa precedente polarità esattamente come accade in un ponte a diodi. Come è facile comprendere, la differenza sostanziale rispetto all'impiego di un ponte a diodi classico sta nel fatto che in un ponte ad SCR controllato variando l'angolo di innesco con cui sono comandati gli SCR si modifica la forma d'onda (ma non la sua polarità) sul carico e quindi anche il suo valore medio.
Detto a l'angolo innesco è possibile dimostrare con semplici calcoli che il valor medio della tensione sul carico è pari a :

$$V_{medio}=V_0(1+\cos\alpha)/\pi$$

Il valore medio della tensione in uscita dal ponte controllato dipende allora da a. La conduzione del ponte appare discontinua in quanto ciascuna delle due coppie di SCR si spegne prima che l'altra sia entrata in conduzione. L'angolo tra questi due eventi coincide proprio con l'angolo di innesco. Se a =0 la tensione media è pari a $2V_{0/p}$ dove V_0 è ancora una volta il valore massimo della sinusoide in ingresso mentre se a =180° il valore medio è nullo. Nel primo caso l'impulso di innesco dei transistor T1 e T4 si ha proprio in corrispondenza della fase nulla mentre quella dei transistor T2 e T3 in corrispondenza della fase 180° per cui il ponte è di fatto sempre in conduzione e si ha il massimo trasferimento di potenza dall'ingresso all'uscita. Al contrario, nel secondo caso l'impulso della coppia T1-T4 si ha quando la tensione sta ormai per invertirsi e non vi può essere conduzione e stessa cosa accade 180° dopo per la coppia di transistor T2-T3. In ogni caso è sufficiente controllare l'angolo di innesco per controllare il valore medio della tensione in uscita (**figura 23**).

L'SCR NEI CONVERTITORI DC-AC: GLI INVERTER

Gli SCR sono dei dispositivi utilissimi anche nelle conversioni DC-AC. Si tratta in pratica del lavoro svolto dai cosiddetti inverter. Per poterne comprendere il principio di funzionamento supponiamo, come riportato in **figura 24**, di disporre di due tensioni continue V e di operare una commutazione come indicato nella stessa figura; sul carico si ritrova una tensione ancora dello stesso valore ma di forma d'onda non più continua bensì alternata. Il periodo della tensione in uscita è pari al periodo di un ciclo di commutazione.
Occorre puntualizzare a tale proposito che:

- la forma d'onda che si ottiene in uscita ad un circuito che segue esattamente questo principio di funzionamento è certamente alternata ma assolutamente non sinusoidale;
- se T è il periodo di commutazione pari ad un intero ciclo di commutazione, come indicato in figura, allora f=1/T è la corrispondente frequenza. La scomposizione in serie di Fourier della forma d'onda in uscita è allora pari ad una sinusoide di frequenza f più un serie di armoniche di ordine superiore;
- affinche la tensione in uscita sia effettivamente non solo alternata ma anche sinusoidale è necessario che essa sia adeguatamente filtrata. Più precisamente è necessario filtrare ed eliminare dalla stessa le armoniche di ordine superiore;
- l'interruttore rappresentato in figura deve ovviamente essere sostituito da interruttori elettronici cioè da *tiristori* perché solo in questo modo è possibile avere commutazioni sufficientemente veloci.

Più in generale un inverter è un convertitore di potenza alimentato in continua e in grado di fornire in uscita una tensione alternata sinusoidale non necessariamente monofase tanto che esistono numerose applicazione dei *tiristori* che permettono di realizzare efficienti inverter trifasi. La possibilità di controllare elettronicamente la tensione in uscita non solo nel valore ma anche nella frequenza consente di sfruttare, inoltre, apparecchiature di questo tipo basate sull'impiego di tiristori, negli azionamenti elettrici. In **figura 25** è schematizzato il principio generale di azionamento di un motore elettrico mediante l'impiego ed il controllo di circuiti inverter.
Se l'alimentazione disponibile è in continua non è necessario il blocco AC/DC ma il solo blocco inverter per azionare in modo controllato il motore elettrico, mentre se la tensione di rete disponibile è alternata è necessario effettuare prima una conversione in continua, in modo da poter successivamente generare una tensione alternata di valore e frequenza controllata e regolabile a seconda delle esigenze (**figura 26**). La tecnologia degli inverter è oggi estremamente matura ed impiegata in numerose applicazioni sia industriali che non industriali. Gli inverter vengono ampiamente impiegati nei gruppi statici di continuità. In questo caso essi attingono energia dagli accumulatori di cui il gruppo statico è dotato (UPS-Uninterruptable Power System).
Esistono ovviamente anche inverter trifase che si basano sul di principio di funzionamento illustrato in **figura 27**. In essa si suppone che ciascun tiristore conduca per un intervallo di tempo pari a T/3. Di conseguenza le tre tensioni di fase V_{ro}, V_{so} e V_{to} sono alternativamente uguali alla V di alimentazione per un periodo paria T/3 e zero per un periodo di tempo pari a 2T/3. Ovviamente, componendo le tensioni di fase opportunamente si ottengono le tensioni concatenate le quali risultano ancora periodiche ed alternative di periodo T. La cosa interessante da osservare anche in questo caso è che regolando l'intervallo di conduzione dei *tiristori* è possibile variare la frequenza della tensione di uscita.

CIRCUITI DI INNESCO E SPEGNIMENTO DEGLI SCR E DEI TRIAC

Si è detto che per spegnere un SCR o un TRIAC è necessario che la sua corrente scenda al di sotto di un certo valore detto di tenuta. Per questo motivo è necessario interrompere il circuito anodo-catodo.
Questo non è tuttavia l'unico modo di agire. In **figura 28** sono riportati tre possibili circuiti che possono essere impiegati per accendere è per spegnere un SCR. La chiusura del pulsante PON determina in tutti i casi l'accensione dell'SCR e quindi l'alimentazione del carico posto sul circuito di potenza.
Lo spegnimento del dispositivo e quindi del carico può essere ottenuto solo riducendo la corrente al di sotto del valore I_H di tenuta. Per ottenere questo effetto è possibile interrompere per un breve intervallo di tempo il circuito di potenza, premendo il pulsante normalmente chiuso P_{OFF}, oppure è possibile porre in corto, ancora una volta per un breve intervallo di tempo, l'anodo ed il catodo dello stesso dispositivo attraverso un pulsante normalmente aperto.
In **figura 28** è mostrato anche un altro efficiente circuito impiegabile per l'accensione e lo spegnimento del dispositivo. L'accensione è ottenuta premendo per un breve intervallo di tempo il solito pulsante PON. In queste condizione l'SCR si accende e questo provoca oltre all'alimentazione del carico anche la carica del condensatore C attraverso la resistenza R3. La chiusura di P_{OFF} fa si che la tensione di carica del condensatore venga a trovarsi cortocircuitata sullo stesso SCR ma con polarità opposta rispetto a quella che ne permette la conduzione. La capacità si scarica molto rapidamente, ma sono sufficienti pochi microsecondi

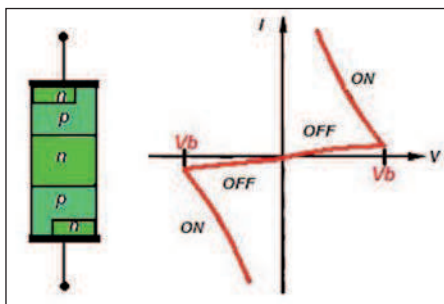



Figura 30: Schematizzazione di un DIAC e relativa caratteristica I/V

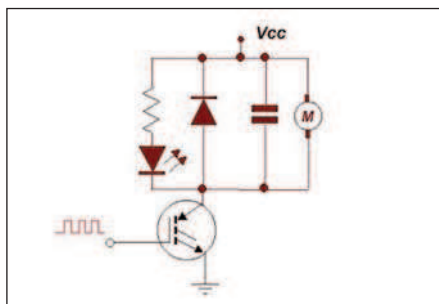



Figura 31: Controllo di un motore DC mediante un transistor IGBT

PER *approfondire...*

-Impianti Elettrici-Componenti e Sistemi elettrici.Normativa .Sicurezza. Progettazione-Cap. 25 Conversione Statica dell'energia-G. Conte Ed. Hoepli
-Macchine Elettriche-Parte Settima:Conversione e regolazione dell'energia elettrica-M. Pezzi Ed. Zanichelli
-Da Wikipedia, l'enciclopedia libera.SCR's and Triac Tutorial-(http://www.uoguelph.ca/~antoon/tutorial/triacs/triacs.html)
-SCR's and Triac Tutorial (http://www.uoguelph.ca/~antoon/tutorial/triacs/triacs.html)
-http://it.wikipedia.org/wiki/Triac"

per interrompere la conduzione dell'SCR. Ovviamente mentre in condizione di ON la tensione sulla capacità presenta una determinata polarità con l'operazione di spegnimento viene ad essere sottoposta ad una polarità opposta e questo implica che al stessa capacità non debba essere di tipo polarizzato.
Vi sono diversi modi di realizzare in pratica anche l'innesco di un triac sia in corrente continua che in corrente alternata. Nel primo caso la tensione d'innesco proviene da una fonte di tensione continua applicata al triac mediante una resistenza limitatrice della corrente di porta.
Il sistema d'innesco con corrente alternata invece può essere realizzato con l'impiego di un opportuno trasformatore oppure impiegando direttamente la tensione di rete, con una adeguata resistenza limitatrice della corrente di porta (**figura 29**). Se il circuito di *gate* è adeguato è anche possibile introdurre un determinato angolo di innesco. Un componente spesso usato per produrre l'innesco del triac è il *Diac* (dall'inglese Diode AC) (**figura 30**). Il *Diac* è simile ad triac ma è privo dell'elettrodo di porta. L'entrata in conduzione del *Diac* si ha nel momento in cui la tensione tra i suoi terminali supera un certo punto d'innesco (tensione di breakover-**figura 30**).
La resistenza variabile (**figura 29**) carica il condensatore C fino a raggiungere la tensione di innesco del *diac* D, attraverso il quale si produce la scarica di C sul TRIAC che è messo in conduzione.
Questo meccanismo si produce sia nel semiciclo positivo che in quello negativo della forma d'onda in ingresso, tuttavia agendo sul valore del reostato R è possibile variare l'angolo di innesco dello stesso TRIAC e quindi il valore medio della tensione sul carico da cui il controllo di potenza.

I TIRISTORI GTO ED IGBT

Anche se la trattazione proposta in questo articolo è rivolta sostanzialmente ai TRIAC ed agli SCR è opportuno accennare, per completezza, ad un altro importante dispositivo di potenza a semiconduttore, il cosiddetto GTO (*Gate Turn Off*, cioè *gate* con spegnimento). Il GTO è simile ad un SCR e se ne differenzia semplicemente per la funzionalità del *gate* in quanto con un impulso positivo sul *gate* si ottiene l'innesco mentre con un impulso negativo si ottiene lo spegnimento. Simile, per quanto riguarda gli impieghi, è il Transistor bipolare con gate isolato o IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) un particolare transistor che presenta un gate isolato simile quello dei MOSFET e che risulta particolarmente utile nel controllo della velocità dei motori in corrente continua. Il transistor entra in conduzione con un impulso positivo sul gate e resta in conduzione anche se questo cessa, analogamente è portato in interdizione mediante un impulso negativo sullo stesso gate. In **figura 31** è schematizzata proprio questa applicazione.
Il transistor fa da interruttore di potenza ed il tempo di conduzione è determinato dagli impulsi impressi al gate. La potenza e la velocità del motore possono essere regolati controllando questo treno di impulsi. Il LED è tanto più luminoso quanto maggiore è la durata degli impulsi mentre il diodo D sopprime le sovratensioni dovute all'induttanza del motore in maniera analoga a quanto accade con i diodi posti in parallelo alla bobina dei relè mentre il condensatore C attenua i disturbi della commutazione del transistor e quelli dovuti alle spazzole del motore.

CONCLUSIONI

Come il lettore avrà avuto modo di comprendere, i *diodi controllati* SCR e TRIAC sono dispositivi insostituibili soprattutto nell'elettronica di potenza. Il presente articolo certamente non esaurisce l'argomento. Una trattazione esaustiva ed approfondita anche da un punto di vista analitico di applicazioni quali i raddrizzatori statici semicontrollati o controllati a semplice e a doppia semionda sia monofasi che trifasi, considerazioni tecniche sulla natura ohmica o induttiva dei carichi o sui circuiti inverter monofasi e trifasi necessiterebbe certamente di ben altro spazio. Tuttavia quanto esposto può essere una guida tanto semplice quanto efficace per chi si appresta per la prima volta allo studio di questi dispositivi e per quanti ne vorranno approfondire da altre fonti, quali testi specialistici, tanto la fisica quanto le stesse applicazioni. ❑

CODICE MIP 2771744

di GIOVANNI DI MARIA

(seconda parte)

WOLFRAM Alpha IN ELETTRONICA

Prosegue con questa seconda ed ultima puntata l'esplorazione del motore di ricerca WolframAlpha, analizzandone le peculiarità nel nostro campo, quello dell'elettronica.

Il motore WolframAlpha è stato creato per risolvere principalmente quesiti scientifici e matematici. L'elettronica pertanto viene "masticata" molto bene dall'engine, e il suo intervallo d'azione è molto vasto e valido. Di seguito vengono riportati tanti esempi, che abbracciano diverse branche dell'elettronica.

LEGGE DI OHM

Non può mancare il pilastro portante dell'elettronica, la legge di Ohm. Inserendo nella casella di ricerca le grandezze a disposizione, il sistema, proprio perché "conosce" la legge di Ohm, è in grado di calcolare i valori mancanti e trasversali. Con l'immissione infatti di almeno due grandezze note (Ampere, Ohm, Volt o Watt) è possibile ottenere il calcolo e la risoluzione delle equazioni che stanno alla base di questa importante legge. Elenchiamo di seguito alcune stringhe da provare nell'apposita casella di testo, per analizzare quesiti in elettronica:

12A 110V
18A 567Ohm
1000W 230V

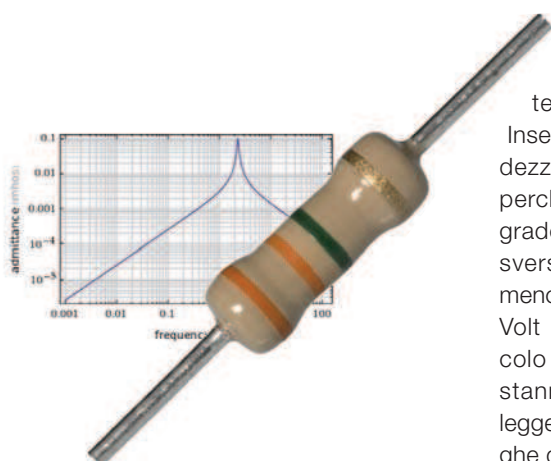



Figura 1: Risoluzione della legge di Ohm

CIRCUITI IN CORRENTE ALTERNATA

L'analisi dei circuiti in corrente alternata è risolta brillantemente dal motore computazionale. Al solito occorre specificare alcune grandezze, onde rendere possibile la risoluzione delle equazioni delle grandezze. Occorre altresì specificare le corrette parole chiave. È possibile dunque ricavare frequenza, reattanza, capacità ed induttanza di qualsiasi circuito RLC. Anche le formule inverse sono computate correttamente. In questo tipo di circuiti sono anche mostrati i risultati relativi a frequenza di risonanza massima, fattore di potenza, fattore di qualità (Q) e frequenza angolare. In più è visualizzato il grafico, su scala logaritmica, della risposta in frequenza del circuito. L'analisi può essere altresì condotta su un generatore sinusoidale (o altra forma d'onda) di tensione, con il calcolo del grafico e le tensioni di picco. Alcuni esempi da provare sono elencati di seguito:

resonance frequency 20uF 5H
RLC circuit 10ohm 12H 400uF
AC source 110V

Figura 2: Calcolo della frequenza di risonanza

AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

Si può agevolmente progettare la configurazione base di un amplificatore operazionale, nella soluzione invertente e non invertente. Allo scopo occorre specificare, tramite caselle di testo e caselle combinate, i parametri relativi al circuito, come la tensione del segnale d'ingresso, il valore delle due resistenze di polarizzazione, ecc. La procedura, oltre a fornire gli schemi elettrici dei due tipi di amplificatori, mostra anche i risultati relativi alle tensioni di uscita e il fattore di amplificazione (gain).

op amp

RESISTORI

Se avete diversi resistori collegati in serie ed in parallelo, è possibile calcolarne il valore complessivo, semplicemente digitandone in sequenza le relative resistenze. Di seguito sono elencate alcune semplici stringhe di ricerca, per la risoluzione di problemi riguardanti questi componenti. Molto interessante risulta anche il calcolo del codice delle bande colorate, utile sia ai principianti che ai tecnici più "incalliti".

parallel resistors 30ohm 60ohm
10000 ohm resistor
resistor black red green silver

CONDENSATORI

Anche i componenti capacitivi possono essere analizzati in tutto e per tutto, dal motore computazionale. Di seguito al-

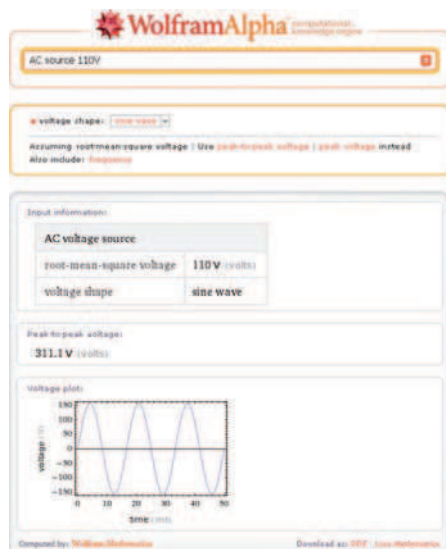



Figura 4: Un generatore sinusoidale di tensione

Figura 6: Calcolo di due resistenze in parallelo

cune stringhe di ricerca e di analisi utili.
capacitor energy 250mF 1C
series capacitance 200uF 500uF
capacitive reactance 100uF 60Hz

INDUTTORI

Di seguito riportiamo alcuni esempi di calcolo parametrico delle bobine.
inductive reactance 25mH 2kHz
inductance of a coil

DIODI

L'analisi di questi componenti non lineari non si limitano a fornire risultati numerici, ma mostrano anche i grafici sulle caratteristiche della tensione sulla corrente. Di seguito qualche esempio interessante.
diode 0.6 V
diode 240 mA

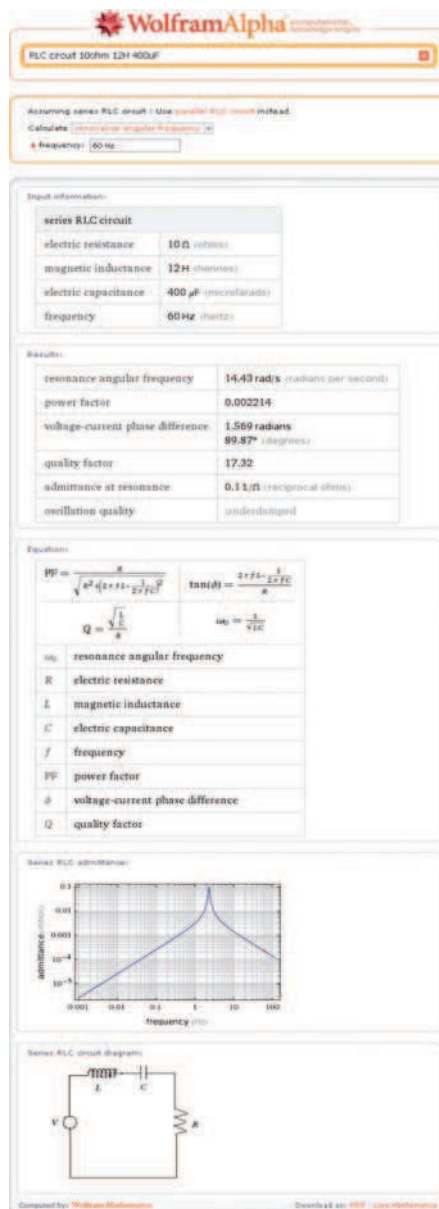



Figura 3: Analisi di un circuito RLC

FILTRI

La sezione relativa al calcolo di un filtro è estremamente interessante. L'utente può scegliere infatti non solo la tipologia della cella, ma anche il comportamento che essa deve assumere, in relazione alla frequenza. Di seguito qualche valido esempio.
Butterworth filter
Chebyshev type 2 filter

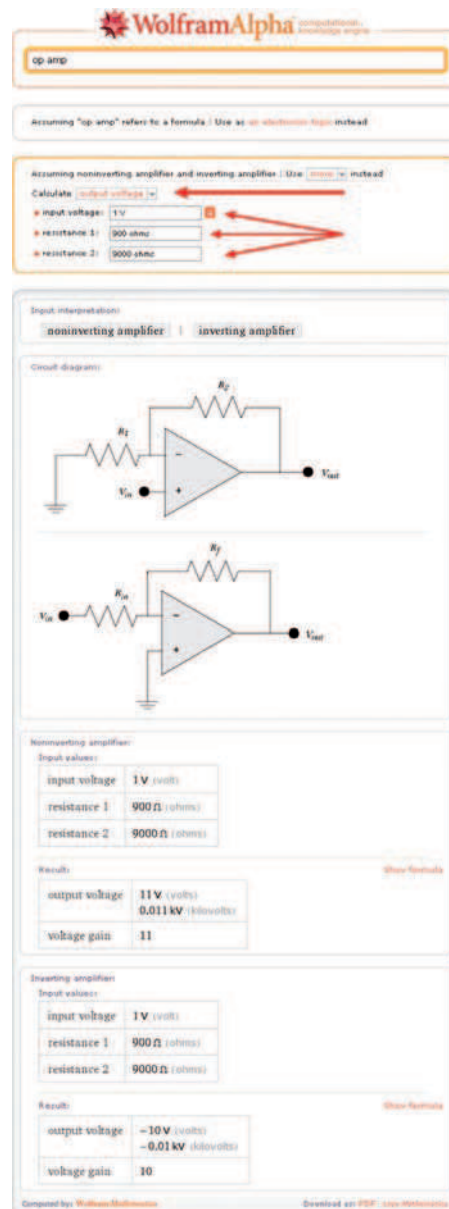



Figura 5: Soluzione di calcolo di un operazionale

ACUSTICA

Una funzione molto utile è quella di creare e, soprattutto, riprodurre un forma d'onda acustica, specificandone la frequenza e il tipo d'onda (anche sottoforma di formula matematica). È possibile pertanto ascoltare il segnale creato e visualizzarne il grafico, per essere poi copiato ed incollato in qualsiasi altro documento. L'ascolto è possibile grazie alla parola chiave "play". Di seguito qualche esempio interessante.
play 1.5kHz sawtooth
play sin(3000t)+sin(4000t)

Figura 7: Codice dei colori di una resistenza

Figura 9: Il comportamento di un diodo

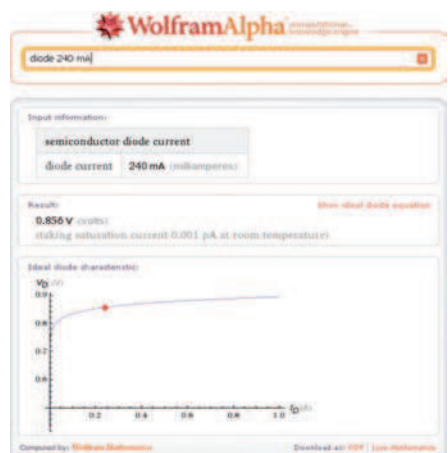



Figura 10: Caratteristica di un diodo ideale

Figura 8: Valutazione del valore ohmico di un resistore, fornendo il codice colore

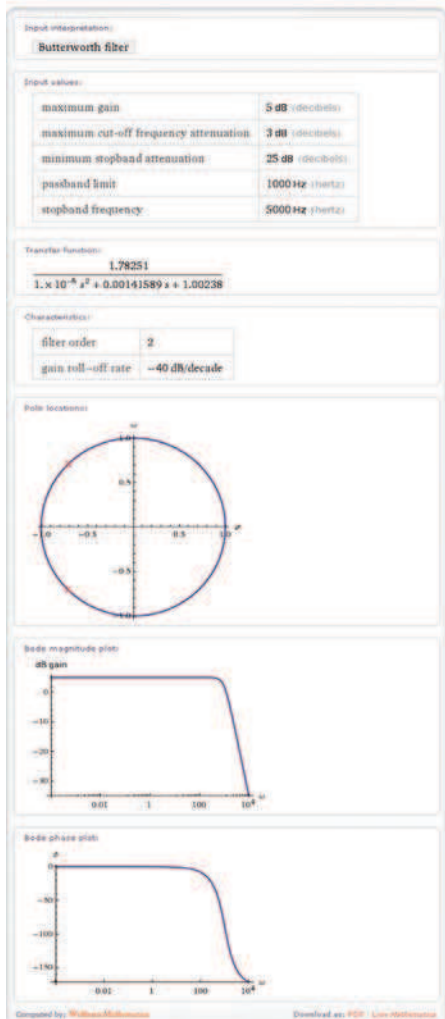



Figura 11: Calcolo di un filtro Butterworth

CONCLUSIONI

Il creatore del programma Matematica, con WolframAlpha, ha voluto inserire le competenze scientifiche al servizio della ricerca. E continua a farlo, giorno per giorno. Modificando per sempre, come egli stesso dice, il modo in cui si pongono le domande al computer e le risposte con cui si ottengono.

Come ogni novità, la creatura di Stephen Wolfram dispone già di ammiratori e diffidenti. Alcuni vedono in Wolfram Alpha la pietra miliare per la costruzione del web semantico ed intelligente; altri lo ritengono un interessante esperimento che ancora deve maturare per esprimere tutte le proprie potenzialità.

Consigliamo ai lettori di leggere e studiare molto attentamente gli esempi riportati sul sito, al fine di comprenderne tutti i segreti e i trucchi legati alla composizione della domanda. Solo in questo modo, infatti, si potrà prendere quella confidenza con l'engine che permetterà di trarre il massimo da esso. ❑

Figura 12: Creazione di un segnale a dente di sega, da ascoltare

Figura 13: Creazione di un segnale audio personalizzato

CODICE MIP 2797188

RobotZone

Microsoft Robotics Studio (Ottava parte)

La tecnologia CLOUD

La tecnologia cloud scopre il segmento embedded: un connubio che potrebbe portare enormi benefici nella progettazione e razionalizzazione dei servizi.

La tecnologia cloud computing può essere descritta, in termini generali, come un sistema che permette di distribuire e ottenere, su richiesta, dei servizi, delle risorse o delle applicazioni. In questo concetto rientrano anche i sistemi operativi e l'infrastruttura. Così, ad esempio, un ISP (service provider) offre il cloud computing in termini di hosting VPS e software-as-a-service, o SaaS.
Nel mondo reale, il cloud computing comprende migliaia di server posizionati su datacenter con decine di migliaia di istanze di applicazioni accessibili da milioni di utenti in modo contemporaneo e trasparente. Inoltre, al fine di fornire l'accesso sicuro alle risorse informatiche, il cloud computing deve presentare capacità di autonomia e di amministrazione delegata rispettando i criteri di sicurezza e affidabilità. Per mezzo della tecnologia cloud, o nuvola, cambia il modo in cui le applicazioni vengono consegnate, gestite e integrate. Rispetto al computing tradizionale, il cloud funziona su larga scala attirando un'ampia varietà di utenti con accesso a servizi e applicazioni all'interno o di un singolo cloud o usufruendo della possibilità di connettersi su diverse piattaforme.In questo articolo si vuole mettere in evidenza le possibili implicazioni della tecnologia cloud con il segmento della robotica, in particolare con la suite Microsoft Robotics Studio.

Figura 1: RaaS e architetture Intel.

I TRE LIVELLI DEL CLOUD

La nuvola, o il cloud, incapsula diverse funzionalità secondo livelli di visione differenti in base ad ogni esigenza. Possiamo, senza dubbio, affermare che possiamo identificare le applicazioni in-cloud, ovvero Application as a Service (SaaS), e quello delle piattaforme in-cloud, Platform as a Service (PaaS), fino ad arrivare alle Infrastructure as a Service (IaaS), ovvero il livello dell'nfrastruttura in-cloud.Precisiamo che ogni livello, o modulo funzionale, identifica un differente livello dell'applicazione che il cloud è in grado di offrire.
Il SaaS, Software as a Service, è ormai di uso quotidiano: tutti utilizzano, chi più e chi meno, questi servizi. Basti pensare ai servizi che fornisce google con gmail. È il fornitore del servizio che offre una certa scalabilità dell'applicazione, l'utente, dal canto suo, utilizza la struttura di accesso e la capacità di manipolare i dati e le informazioni associate. In questo contesto, per essere chiari, possiamo pensare al servizio gmail: Google offre l'applicazione ad una vasta platea di utilizzatori, questi manipolano i dati utilizzando i servizi messi a disposizione. È chiaro che il fornitore del servizio deve essere in grado di gestire la variabilità del numero degli utenti per dimensionare il peso dell'infrastruttura e di assicurare i criteri di sicurezza e affidabilità del servizio.

Figura 2: RaaS Unit.

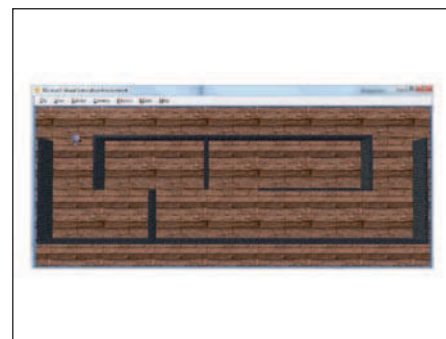
Figura 3: maze e robot.

Al contrario, le Platform as a Service (PaaS) è il risultato degli ultimi sviluppi del cloud. La tecnologia cloud di questo modulo si preoccupa sostanzialmente di offrire delle interfacce o API, ovvero il fornitore mette a disposizione una piattaforma di sviluppo completa di tutte le risorse necessarie atte a creare applicazioni o servizi. In sostanza, il PaaS è tutto ciò che serve per il design dell'intera applicazione: il gestore della Cloud possiede l'infrastruttura ma non il codice dell'applicazione.
L'altro livello, non meno importante, è l'infrastruttura come servizio, o IaaS. In questo caso, il gestore della Cloud possiede solo l'infrastruttura di calcolo e non pone alcun vincolo né sul tipo di applicazione che l'utente eseguirà, né sulla tecnologia da lui utilizzata per sviluppare tale applicazione. In questa situazione, la virtualizzazione ha un ruolo chiave. Oltre alla possibilità di assicurare una piattaforma di lavoro in termini di computazione, la virtualizzazione si pone anche l'obiettivo di difendere l'infrastruttura e le applicazioni ad essa associate. La virtualizzazione è un concetto e una tecnologia di enorme importanza poiché permette di offrire una soluzione virtuale di una risorsa che, di norma, esiste fisicamente. In questo contesto è possibile ricordare che qualsiasi risorsa hardware o software può essere virtualizzata: da sistemi operativi a server, dallo spazio su disco fino a qualsiasi sottosistema.
La virtualizzazione è una tecnologia che in questi anni ha fatto passi da gigante. Oggi, infatti, questa tecnica è utilizzata per definire e realizzare sistemi perfettamente isolati senza nessun tipo di connessione a meno di alcune risorse globali.

IL CLOUD E LA NASA

Il cloud computing è arrivato anche alla NASA. Sul pianeta rosso il team del Jet Propulsion Laboratory di Pasadena ha utilizzato la tecnologia cloud per gestire due robot: lo Spirit e l'Opportunity.
In pratica, la NASA ha utilizzato il cloud computing per gestire in modo più efficiente il software di bordo e l'elaborazione dei dati necessari al fine di pianificare i diversi compiti giornalieri. Non solo, l'ente spaziale americano, grazie ai risultati positivi, ha deciso di spingersi oltre tanto da decidere, secondo i piani, di portare sul suolo marziano il robot Curiosity. Il lavoro svolto dalla NASA è attualmente indirizzato ad offrire una prestazione computazionale maggiore, specie nell'ambito dell'elaborazione delle immagini.
Non solo, i dati raccolti dai due robot sono stati messi a disposizione alla comunità scientifica grazie al SaaS, l'altro concetto chiave del cloud.

MICROSOFT ROBOTICS STUDIO E IL CLOUD

Un robot è un agente artificiale di tipo meccanico. Nella prassi comune, un robot è di solito un sistema che, per la sua particolare configurazione, trasmette delle informazioni che devono poi essere gestiti. In effetti, il robot è utilizzato per rilevare, ad esempio, dei dati ambientali atmosferici o di tipo fisico in senso lato. I dati ricavati, poi, devono essere inviati ad un gestore per le necessarie valutazioni e prendere le opportune decisioni. Chiaramente i requisiti base di un robot si adattano per perfettamente in un ambiente di tipo cloud. In un ambiente del genere ci possono essere differenti cloud, o robot, per ogni diversa esigenza.

Il SOA, o l'architettura orientata ai servizi previsto in Microsoft Robotics Studio, e il cloud computing possono sicuramente offrire un nuovo paradigma tanto che diverse società e istituzione stanno cercando di offrire nuove soluzioni al fine si sfruttare l'enorme potenzialità di questo nuovo approccio tecnologico. In questo senso esiste un'interessante novità suggerita attraverso il service-oriented robotics computing al fine di suggerire un nuovo modulo funzionale utilizzabile in ambiente cloud come il Robot as a Service (RaaS), riferimento[1]. A questo proposito alcuni hanno messo a punto il RaaS su sistemi operativi Windows e Linux in esecuzione su architetture Atom e Core 2 Duo, **figura 1**. Il Raas supporta i linguaggi di programmazione comunemente utilizzati per il computing service-oriented come Java e C# al fine di sfruttare il multi-threading. Altri ancora hanno pensato anche di integrare il Microsoft Visual Programming Language (VPL) nell'applicazione per sfruttare le prerogative della sua composizione grafica.
Detto questo è altrettanto opportuno sapere che i robot possono essere anche utilizzabili in sistemi distribuiti che coprono località e funzioni differenti. In questo modo i diversi robot risultano accessibili attraverso Internet utilizzando i protocolli che già conosciamo. Il requisito di base per sviluppare una soluzione utilizzando un approccio di tipo cloud computing è quello di considerare che il sistema RAAS dovrebbe avere funzioni complete di SOA. In sostanza, è necessario che il sistema in gioco abbia le caratteristiche di fornitore, mediatore o client del servizio.

LISTATO 1 POSSIBLE IMPLEMETAZIONE

```
using System; using System.Collections.Generic;
using System.ComponentModel; using Microsoft.Ccr.Core;
using Microsoft.Dss.Core.Attributes;
using Microsoft.Dss.ServiceModel.Dssp;
using Microsoft.Dss.ServiceModel.DsspServiceBase; using
W3C.Soap;

namespace Robotics {
   public sealed class Contract {
   [DataMember]
public const string Identifier =
"http://schemas.tempuri.org/2009/11/motorservice2.html";
}

[DataContract]
public class MotorService2State {
   private OperationName _operation = OperationName.Stop;
   [DataMember(IsRequired = true)]
   public OperationName operation {
   get { return _operation; }
   set { _operation = value; }
}
}

[DataContract]
public enum OperationName { Stop = 0, Forwards, Backwards,
TurnLeft, TurnRight,
}

[ServicePort]
public class MotorService2Operations : PortSet<DsspDe-
faultLookup, DsspDefaultDrop, Get, Replace> { }

public class Get :
Get<GetRequestType, PortSet<MotorService2State, Fault>> {
public Get() { }
public Get(GetRequestType body)
: base(body) { }
public Get(GetRequestType body, PortSet<MotorService2State,
Fault> responsePort)
: base(body, responsePort) { }
}
[DisplayName("OperateMotors")]
[Description("Indicates when the TrialService1 state
changes.")]
public class Replace : Replace<MotorService2State, Port-
Set<DefaultReplaceResponseType, Fault>> {
public Replace() { }
}
}
```

Per prima cosa, l'unità RaaS è un fornitore del servizio. Ciò vuol dire che ogni componente ospita un archivio di servizi pre-caricati. In questo modo, un sviluppatore, o un client, è così in grado di distribuire nuovi servizi o rimuovere in servizio da un robot.
I servizi di questo tipo possono essere utilizzati dal robot o anche essere condivisi con altri sistemi automatici. Non solo, un cloud RaaS deve contenere un insieme di applicazioni distribuite, ovvero uno sviluppatore, o un client, deve essere in grado di comporre una nuova applicazione (o di funzionalità) in base ai servizi disponibili nell'unità stessa o all'esterno dell'unità.
Per ultimo, un RaaS è sinonimo di broker di servizi, ossia un client deve essere in grado di cercare i servizi e le applicazioni disponibili nel gruppo. Un client può ricercare e scoprire le applicazioni e i servizi distribuiti sul robot sfogliando i suoi servizi che ha reso disponibili. I servizi e le applicazioni possono essere organizzati in una gerarchia di classi per facilitare la scoperta. La **figura 2** mostra come le RaaS sono inseriti in un ambiente cloud.

Tabella 1 – risorse hardware

Intel Core 2 Duo con 1.6 GHz o Atom N270 a 1.6 GHz
Intel Embedded Mini-ITX Motherboard
USB to I2C Communications Module
Arduino Board
M2-ATX Intelligent Power Supply
MD23 Dual Motor Driver
M2-ATX Intelligent Power Supply

Il software presente nel modulo funzionale RaaS dovrà essere in grado di comunicare con i diversi driver e le differenti risorse, oltre a diversi RaaS. Il modulo RaaS potrà comunicare con gli altri attraverso la tecnologia Wi-Fi se l'infrastruttura è presente o con la tecnologia Bluetooth se due unità RaaS sono tra loro vicini.
La comunicazione tra Raas e altri servizi nel cloud sono svolte tramite interfacce standard WSDL, il protocollo di comunicazione a sostegno della comunicazione è il SOAP e il REST.
La **tabella 1** mostra le diverse risorse utilizzate per verificare un sistema RaaS all'interno della tecnologia cloud previste in[1]. In[1] sono stati utilizzati una discreta varietà di dispositivi e porte seriali. Infatti, nell'applicazione trova spazio la sensoristica utilizzata per monitorare il moto, i sensori termosensibili, una webcam per monitorare lo spostamento e i servo meccanismi per controllare e gestire il movimento. A questo proposito il progetto illustrato pone in evidenza i meccanismi di accesso attraverso servizi e i driver. In questo progetto si è utilizzato come linguaggio di programmazione C# e Java per realizzare i servizi e le applicazioni. Non solo, è stato anche realizzato un servizio per interfacciare il Visual Programming Language (VPL) verso la piattaforma Intel. Per apprezzare questo tipo di applicazione si è scelto di implementare un livello di servizio di VPL di corrispondenza tra i device driver e Microsoft DSS (Decentralized Software Services).
Nelle applicazioni tipiche di Microsoft Robotics Studio e VPL, applicazioni e servizi DSS sono in esecuzione su un computer back-end, mentre i dispositivi e i driver di periferica sono in esecuzione a bordo del robot. Il robot e le sue periferiche sono semplicemente dispositivi di input / output

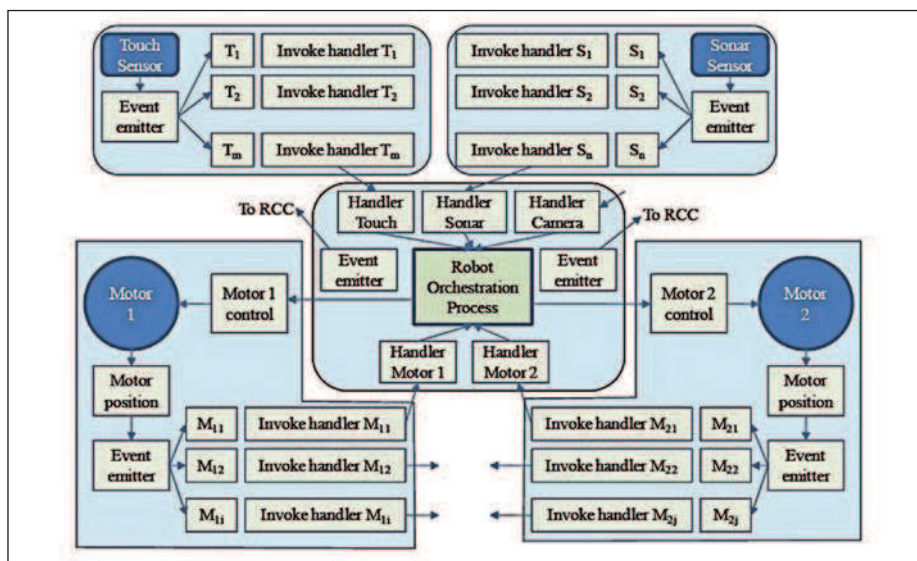



Figura 4: Interazioni con i sensori.

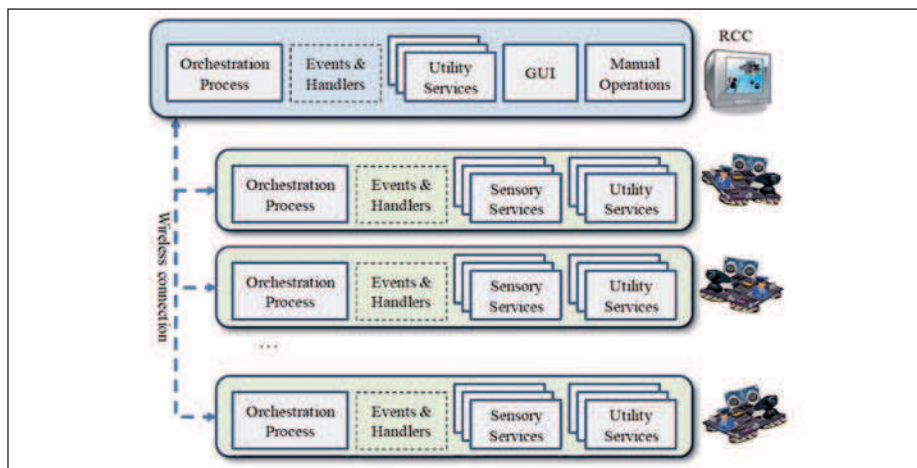



Figura 5: Connessioni.

PER *approfondire...*

[1] Robot as a Service in Cloud Computing di Yinong Chen, Zhihui Du e Marcos García-Acosta.
[2] Yinong Chen, W.T. Tsai, Service-Oriented Computing e Web Data Management, Kendall/Hunt Publishing, 2010
[3] RaaS maze demonstration, recorded in Dec. 2009: mms://asusrl.eas.asu.edu/srlab/Research/Robots/VPL/RobotMazeDec09.wmv
[4] RaaS cooperation demonstration, Dec. 2008, mms://asusrl.eas.asu.edu/srlab/Research/Robots/PartyBots/PartyRotsASU.wmv
[5] Arizona State University Software Research Laboratory "Intel Robotics Challenge", http://asusrl.eas.asu.edu/srlab/ Research/RoboticsChallenge.html
[6] ASU, "Smart home project service repository", http://smarthome.engineering.asu.edu/content/services

del computer back-end. In questo design, RaaS unit, tutto questo è in esecuzione su un processore Intel. È possibile integrare tutte le applicazioni, servizi e dispositivi sul robot, o unità Raas. Per realizzare questo progetto si sono inseriti una serie di servizi DSS nella Raas, comprese quelle che coinvolgono sensori e attuatori.

Possiamo vedere al **listato 1** il codice scritto in C# che mostra una possibile implementazione del servizio, service contracts, e i diversi servizi utilizzati per gestire le differenti operazioni del device driver.

È opportuno ricordare che VPL si basa su un approccio event-driven e data-driven e l'algoritmo può essere descritto da una macchina a stati finiti o diagramma di stato. Spiegazioni dettagliate sui principi e sullo sviluppo risultano anche presenti in[2].

Nel algoritmo che guida il robot che attraversa un labirinto, **figura 3**, si presume che il robot dispone di una vasta gamma di sensori installati per misurare la distanza degli oggetti. Quando viene rilevato un ostacolo, il robot svolta a sinistra di 90 gradi e misure le distanze. Successivamente, pone il valore in una variabile e gira di nuovo di 180 gradi e poi misura ancora la distanza. Le distanze sono messe a confronto tra loro e se il valore corrente è maggiore, il robot si muove in avanti, altrimenti il robot gira di nuovo di 180 gradi e si sposta in avanti.

Nel diagramma di stato, usiamo due variabili VPL. La variabile di Stato può prendere sei possibili valori di tipo stringa: Forward, TurningRight, TurnedRight, TurningLeft, TurneLeft e Resume180.

Il tipo di variabile int "RightDistance" è utilizzato per memorizzare la distanza dall'ostacolo. Il video in[3] mostra la navigazione dell'unità Raas in un labirinto.

Le possibilità sono praticamente infinite, così un'architettura di questo tipo può anche essere utilizzata per realizzare un'applicazione che coinvolge due unità Raas inserite su altrettanti piattaforme differenti: una su piattaforma Intel e uno su Mindstorm NXT.

In riferimento[4] è possibile visionare un video che mostra due unità RaaS che giocano con una palla e si intrattengono anche in una dimostrazione di ballo.

Per visionare tutta la documentazione tecnica del programma e il relativo codice sorgente è possibile collegarsi al sito in[5]. Non solo gli autori del programma RaaS stanno anche predisponendo un sito Wiki al fine di offrire a tutti la documentazione necessaria,[6]. ❑

CODICE MIP 2772656

di ADRIANO GANDOLFO

COMANDIAMO IL Boe-Bot TRAMITE BLUETOOTH

Per telecomandare un robot si possono utilizzare vari sistemi, uno di questi è il Bluetooth, vediamo come interfacciare il modulo Easy Bluetooth della Parallax con il robot Boe-Bot.

Per comandare in remoto un robot sono possibili almeno due sistemi senza fili: uno con radiomodem l'altro con un collegamento bluetooth (**figura 2**). Per questo la PARALLAX ha messo in vendita un modulo denominato "Easy Bluetooth module" (**figura 3**): la parte trasmittente è basata sul modulo RBT-001 a cui è stato aggiunto un adattatore SIP specificamente progettato per essere usato con le schede dalla Parallax utilizzando il connettore AppMod.

UN PO' DI STORIA

Il sistema Bluetooth prende il nome dal Re danese Harald Blåtand (Harold Bluetooth in inglese), Re di Danimarca e di Norvegia che nel 940 riuscì a unificare le tribù della Danimarca, Norvegia e Svezia. Lo standard Bluetooth nasce con l'obiettivo di unificare le varie tecnologie di connessione dei terminali mobili, dai computer ai microfoni passando per i telefoni cellulari e tutti i dispositivi che si possono interfacciare a un computer. Il logo della tecnologia unisce infatti le rune nordiche (Hagall) e (Berkanan), analoghe alle moderne H e B. Questa è la storia ufficiale del nome Bluetooth (**figura 4**) sebbene sia diffusa la voce che la scelta del nome dipenda molto dal successo del libro "The Long Ships" di Frans Gunnar Bengtsson un best seller svedese ispirato alla tradizione vichinga. Bluetooth fornisce un metodo standard, economico e sicuro, per scambiare informazioni tra dispositivi diversi utilizzando onde radio. Questi dispositivi possono essere personal digital assistant (PDA), telefoni cellulari, portatili, Computer, stampanti, macchine fotografiche, ecc. Bluetooth cerca i dispositivi coperti dal segnale (10 metri in ambienti chiusi) e li mette in comunicazione tra di loro. Nel tempo si sono susseguiti vari standard partendo dalla versione 1.0 e 1.0B, proseguendo con la 1.1, 1.2 seguita dalla 2.0 sino ad arrivare alla futura 3.0.

Figura 1: Il Boe-Bot con il modulo Easy Bluetooth

Figura 2: Schema del collegamento bluetooth

IL MODULO "EASY BLUETOOTH".

Il modulo "Easy Bluetooth" (**figura 5**) è formato da due piccole schede: il modulo RBT-001 e una scheda SIP, entrambe sono realizzate dalla RoboTech srl, che ha progettato e sviluppato le funzionalità, l'elettronica ed il software del robot I-Droid 01 venduto tempo fa tramite un'opera a fascicoli. La scheda RBT-001 (**figura 6**) ha le dimensioni di 29x29 mm, il suo "cuore" è un, chip LMX9830A compatibile con le specifiche dette "Bluetooth 1.2 Cene Specification". Il modulo é un dispositivo Bluetooth di classe 2, ovvero di potenza intermedia. è bene ricordare, però, che l'effettiva distanza coperta e la qualità dei collegamento dipendono da molti fattori, tra cui la presenza di ostacoli o di disturbi elettromagnetici e il dispositivo utilizzato come controparte nella connessione. Nella pratica, un collegamento tra due dispositivi 'classe 2' in campo aperto, può avvenire anche a una distanza di una trentina di metri. Il modulo SIP (**figura 7**) ha la funzione di interfaccia; sulla basetta è presente un integrato regolatore di tensione e uno per la traslazione dei livelli delle

Figura 3: Il modulo Easy Bluetooth

Figura 4: Logo del sistema Bluetooth

Figura 5: Dimensioni del modulo 'Easy Bluetooth"

Figura 6: La scheda RB-001

porte TX-RX dai livelli TTL a +5V a quelli del modulo RBT-001 a +3V. Le caratteristiche del modulo RBT-001 sono già state trattate in un articolo di Giovanni di Maria, presente sul numero 279 del settembre 2008 di questa rivista. Per praticità si riassumono le principali caratteristiche, rimandando i lettori, per maggiori approfondimenti, alla lettura dell'articolo.

Caratteristiche

Le maggiori particolarità del modulo si possono così riassumere:

- compatibile con le specifiche del protocollo Bluetooth 2.0;
- certificato come prodotto finale;
- compatibile verso il basso con dispositivi Bluetooth 1.x;
- Distanza di funzionamenti sino a 30m (classe 2)
- Consumo molto basso di potenza;
- supporto dei comandi e dei dati Uart con un baud-rate di 921.6K;
- supporta i profili GAP, SDAP, SPP;
- antenna integrata on cip;
- supporta l'Adaptive Frequency Hoping (AFH) e la coesistenza con 802.11(standard reti wlan);
- dimensioni ridotte 29x29mm
- compatibilità con le normative RoHS
- modello di Radio approvata in Europa e in Giappone.

La funzione dei pin di connessione

Il modulo è dotato di un connettore di 6 pin (**figura 8**), per il collegamento alla scheda adattatore, le cui funzioni sono le seguenti:

PIN	NOME	DESCRIZIONE
1	VCC	Pin di alimentazione (3 V DC)
2	RX	Pin di ricezione dati seriale (livello TTL)
3	TX	Pin di trasmissione dati seriali (livello TTL)
4	RTS	Richiesta invio dati (attivo se livello basso)
6	CTS	Pronto ad inviare dati (attivo se livello basso)
7	GND	Pin di massa

MODULO ADATTATORE

Per connettere il modulo bluetooth RBT-001 alla scheda Parallax è stata realizzata dalla dalla RoboTech srl, un'apposita schedina di interfaccia, su di essa sono presenti vari componenti tra cui:
U1: è uno speciale integrato GTL2002 prodotto dalla che permette di traslare i livelli di tensione di 5V dal lato TTL della scheda Parallax a quelli 3.0 V della scheda RBT-001.U8: è un regolatore di tensione positiva tipo S1131 prodotto dalla Seiko Instruments Inc con un basso low dropout, alta precisione della tensione di uscita e un basso consumo realizzato con tecnologia CMOS.Il connettore in uscita è a 10 pin (**figura 9**), questo andrà inserito nel connettore X1 denominato AppMod (**figura 10**).

IL ROBOT BOE-BOT

La base robotica che utilizzeremo, è formata dal Boe-Bot (**figura 11**) prodotto, come il modulo "Easy Bluetooth", dalla Parallax. Il Boe-Bot è controllato da un microcontrollore Basic Stamp 2 della Parallax programmato in linguaggio PBasic. dotato di una breadboard che permette di ampliarlo a piacere.
Opportunamente programmato, è in grado di eseguire attività che vanno dai movimenti di base sino all'esecuzione di progetti. Il robot può essere programmato per seguire una linea, risolvere un labirinto, seguire la luce, o per comunicare con un altro robot. I circuiti che compongono il robot sono montati su un telaio in alluminio che fornisce una piattaforma robusta sia per i componenti elettronici che per i servomotori. I fori di montaggio e le aperture sul telaio possono essere utilizzati per aggiungere attrezzature robotiche e per personalizzazioni. La ruota posteriore è costituita da una pallina di polietilene; le ruote sono lavorate per adattarle proprio sul servo e tenute a posto con una piccola vite. Per la sua costruzione si farà riferimento al completo manuale inserito nella confezione, vedere anche l'articolo di Nicola De Crescenzo pubblicato sul numero 300 di Fare Elettronica. In particolare occorrerà collegare i servo al connettore X5 della scheda , servo che andranno opportunamente tarati secondo quando riportato nel manuale all'Attività #4.

LA BOARD OF EDUCATION

La scheda su cui è montato il Basic Stamp 2 è denominata Board of Education in breve BoE (**figura 14**), dotata un'interfaccia USB per la sua programmazione.

IL PROCESSORE BASIC STAMP 2

Realizzato secondo le specifiche Dual In-line Package (DIP) di un circuito integrato

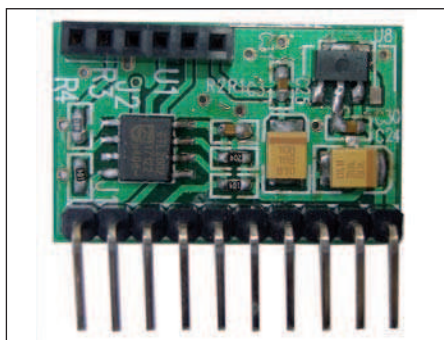



Figura 7: Scheda interfaccia

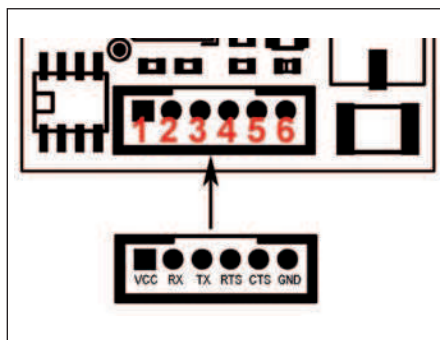



Figura 8: Pin di connessione

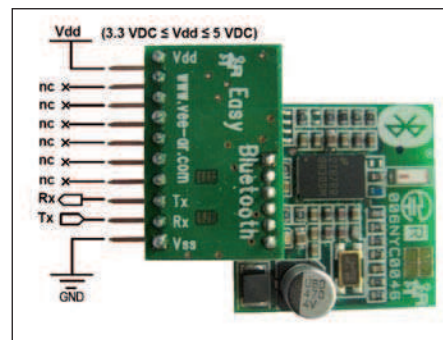



Figura 9: Pin connettore modulo

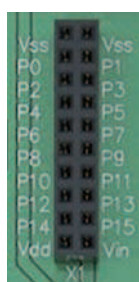



Figura 10: Connettore AppMod

a 24pin, il Basic Stamp 2 (**figura 15**) oppure più semplicemente BS2, dispone di 16 linee I/O digitali (più 2 linee seriali dedicate di input/output) con un'impedenza d'ingresso di circa 1 M'Ω, ognuna delle quali è capace di erogare una corrente massima di 20mA e assorbire al massimo 25mA (Il totale su ogni gruppo di 8 pins di I/O non dovrebbe eccedere 40mA erogati e 50mA assorbiti). Le linee di I/O del BS2 sono compatibili con la logica TTL (Transistor-Transistor Logic) positiva o diretta, ossia il livello "alto" si riferisce a 5VDC e il livello "basso" a 0VDC (potenziale di ground). L'intervallo di temperatura in cui il la versione standard del BS2 può essere impiegata va da 0 °C a 70 °C. Il BS2 può essere facilmente programmato usando una versione proprietaria del noto linguaggio BASIC chiamata PBASIC, il cui interprete dei comandi risiede nel microcontrollore PIC16C57c (Interpreter Chip) della Microchip Technology Inc. Questo PIC in package SMT (Surface Mounting Technology) rappresenta un tipico esempio di "chip on board" ed è il cuore del BS2, operante a 20 MHz e capace di elaborare circa 4000 istruzioni al secondo (**figura 16**).

L'EEPROM (modello 24LC16B della Microchip) ha il compito di memorizzare il codice PBASIC, il quale verrà successivamente letto e interpretato dal microcontrollore. Si tratta di una Electronically Erasable Programmable ROM seriale nonvolatile da 2Kbyte garantita per 10.000.000 di cicli di scrittura per locazione di memoria e con un tempo di immagazzinamento delle istruzioni di 40 anni. Il microcontrollore BS2 accetta un intervallo di alimentazione che va da 5.5 a 15 VDC. Un regolatore di tensione (modello LM2936-5.0) provvede a fornire al microcontrollore un'alimentazione stabilizzata a 5V, controllata anche dall'integrato TC54VN43. Il BS2 assorbe 3mA in modalità "running" e 50µA in modalità "sleep", ovviamente non considerando nessun elemento circuitale.

Figura 11: Possibile composizione dei sensori sul Boe-Bot

INSTALLAZIONE DEL MODULO EASY BLUETOOTH

Prima di tutto occorre verificare che le due piccole schede siano perfettamente inserite l'una nell'altra. A questo punto si inserirà il modulo nel connettore AppMod (**figura 17**) della scheda BoE aiutandosi con la serigrafia riportata sul modulo tenendo conto che Rx utilizza la porta P0 e TX la porta P2. Si potrà quindi collegare il cavo di programmazione (Seriale o USB) a seconda della scheda montata sul robot e fornire alimentazione.

Figura 12: Contenuto della confezione

CREAZIONE DI UNA NUOVA CONNESSIONE BLUETOOTH.

Prima di tutto occorre che il PC sia predisposto al collegamento Bluetooth, alcuni PC sono già dotati internamente di un'interfaccia Bluetooth, se così non fosse è possibile utilizzare un Bluetooth Dongle (**figura 18**). Questa dovrà essere connessa al PC dopo aver installato (se non lo si è fatto prima) gli opportuni driver seguendo le istruzioni presenti sul manuale d'istruzioni. Per effettuare il collegamento tra il PC e il modulo Easy Bluetooth è necessario effettuare il riconoscimento del modulo che si effettuerà seguendo le seguenti istruzioni (le istruzioni sono state testate sul un portatile con un sistema operativo Windows XP Home Edition Service Pack 3). Accedere il Boe-Bot, i led verdi presenti sulla scheda BoE e sul Modulo RBT-001 devono risultare illuminati.

Sul PC, aprire il Pannello di Controllo e cliccare sulla cartella "Dispositivi Bluetooth". Selezionare "Il dispositivo è configurato ed è pronto per il rilevamento" (**figura 19**) e premere "Avanti>", nella prossima schermata selezionare "Aggiungi". A questo

punto dovrebbe comparire nella finestra successiva, il dispositivo "Easy BT" selezionarlo e premere "Avanti>" (**figura 20**). Selezionare: "Utilizzare la passkey contenuta nella documentazione " e digitare "0000" quindi premere "Avanti>" (**figura 21**). A completamento del collegamento verranno mostrate le porte COM assegnate al dispositivo, di cui occorrerà prendere nota in quanto sono le porte utilizzate per comunicare con il modulo Easy Bluetooth. Selezionare "Fine" per terminare la configurazione, e chiudere la finestra dei Dispositivi Bluetooth.(**figura 22**)

OPERAZIONI PRELIMINARI

Per comandare il robot Boe-Bot, tramite l'interfaccia Bluetooth, occorre installare un apposito programma che è possibile scaricare dal sito Parallax: **Easy Bluetooth PC software.exe** , lanciato il programma, verrà creata una cartella "Easy Bluetooh" sotto la cartella principale "Parallax Inc" in cui si troverà il programma "Boe-bot remote control". Occorrerà anche caricare nella memoria del Basic Stamp 2 il programma "**Easy Bluetooth PBASIC.bs2**". Il trasferimento dovrà essere effettuato con il programma PBasic, questo è reperibile sul CD allegato al kit Boe-Bot oppure potrà essere scaricato direttamente dal sito del produttore Parallax. Per verificare l'effettivo collegamento senza fili tra PC e robot è possibile assemblare un semplice circuito (**figura 24**) formato da un led e una resistenza da 330Ω da collegare alla porta P5 del processore, la sua accensione garantirà lavvenuta connessione.

CONTROLLO DEL BOE-BOT CON IL PC.

Una volta lanciato il programma apparirà una finestra (**figura 25**) in cui saranno visibili due comandi Connetti ed Opzioni.

Connetti

Selezionando questa voce il software si connetterà automaticamente all'ultimo Boe-Bot che è stato utilizzato o configurato per la connessione. La prima volta è necessario configurare le opzioni per connettersi al proprio Boe-Bot.

Opzioni

Attraverso il menù "Opzioni" (**figura 26**) è possibile configurare la connessione con il proprio robot. In particolare, la prima volta che si installa il software, si dovrà procedere con la configurazione della connessione con il proprio Boe-Bot.
Per fare questo è sufficiente selezionare il tab "Connessione" e poi:

- Selezionare la voce "Connetti a una porta seriale";
- Nelle "Impostazioni della porta", nel menu a tendina "Nome dispositivo:" scegliere la porta COM in uscita che era stata creata durante l'associazione del Boe-Bot al proprio PC
- Cliccare su "Salva" per salvare le impostazioni permanentemente, oppure "Applica" per utilizzarle fino alla chiusura del programma

Da questo momento in poi, la connessione con il proprio Boe-Bot sarà configurata e sarà quindi sufficiente selezionare "Connetti" per connettersi al Boe-Bot.
Il tab "Altre" (**figura 27**) permette, invece, di impostare delle opzioni sull'interfaccia: lingua e Timeout della connessione.

Collegamento al Robot

Una volta stabilita la connessione con il robot attraverso il pulsante "Connetti" (figure 28/29), il software passerà automaticamente all'interfaccia principale di controllo e si vedrà il led posto sulla breadboard, accendersi.
In questa interfaccia (**figura 30**) è presente il solo tasto : "Disconnetti".

Frecce o barra spaziatrice

Attraverso le frecce sulla tastiera del PC, è possibile far muovere Boe-Bot: avanti, indietro, a destra, a sinistra. In particolare:

TASTIERA	PRESSIONE SINGOLA	PRESSIONE PROLUNGATA
Avanti	Boe-Bot va avanti lentamente	Boe-Bot va avanti velocemente
Indietro	Boe-Bot va indietro lentamente	Boe-Bot va indietro velocemente
Destra	Boe-Bot gira di a destra	Boe-Bot gira velocemente a destra
Sinistra	Boe-Bot gira di a sinistra	Boe-Bot gira velocemente a sinistra
Barra spaziatrice	Boe-Bot si ferma	Il Boe-Bot si ferma

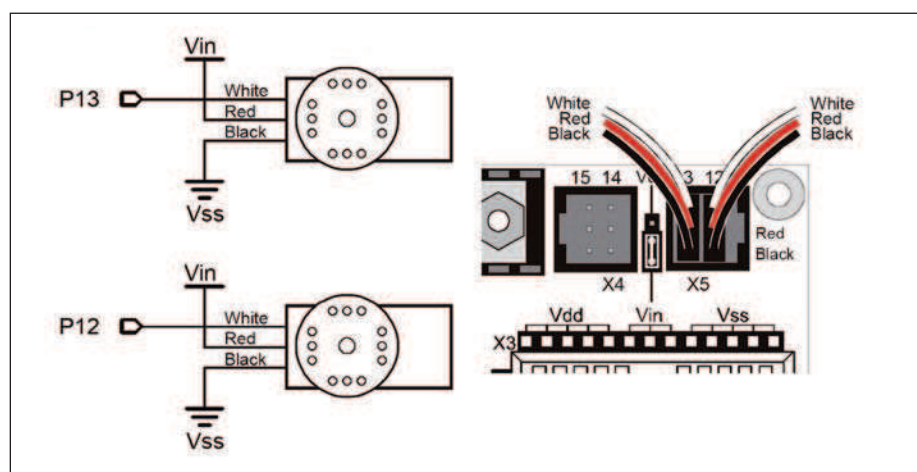



Figura 13: Collegamento dei servo

CONTROLLO DEL BOE-BOT CON UN TELEFONINO

Un'altro sistema per comandare il robot Boe-Bot è tramite un telefonino dotato d'interfaccia Bluetooth. Questo software funziona con telefoni cellulari dotati di tecnologia Bluetooth che supportano Java MIDP 2.0 (Mobile Information Device Profile 2.0) e la API (Application Programming Interface) Bluetooth JSR 82. Tutti i cellulari Nokia e i Sony Ericsson dovrebbero essere compatibili così come quelli di altri marchi, occorrerà verificare sul relativo manuale d'uso. Anche in questo caso occorre scaricare dal sito Parallax ed eseguire il programma **Easy Bluetooth Mobile software.exe**. Questo creerà sul PC una cartella in cui si troverà il pro-

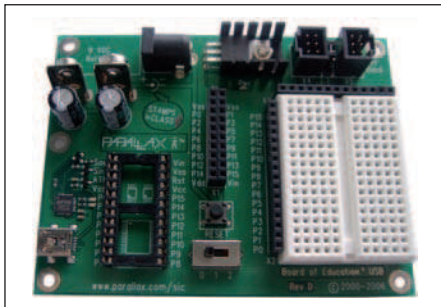



Figura 14: Scheda Board of Education

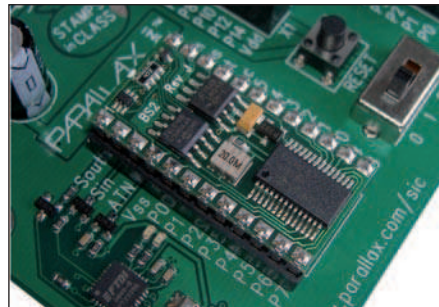



Figura 15: Il Basic Stamp 2

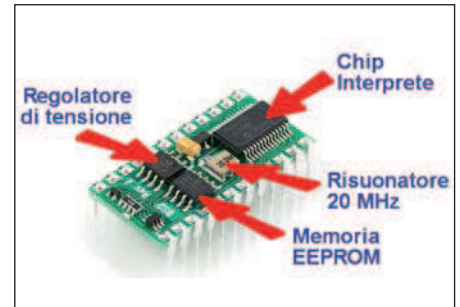



Figura 16: Principali componenti del modulo Basic Stamp 2

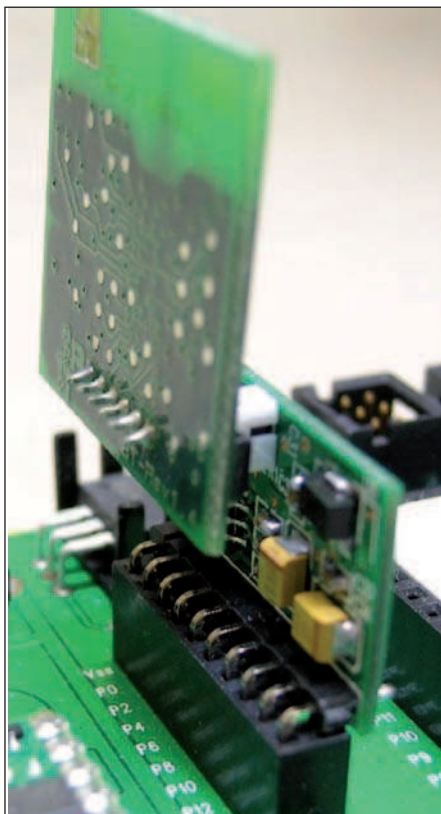



Figura 17: Installazione del modulo

Figura 18: Bluetooth Dongle

Figura 22: Completamento riconoscimento

Figura 20: riconoscimento dispositivo

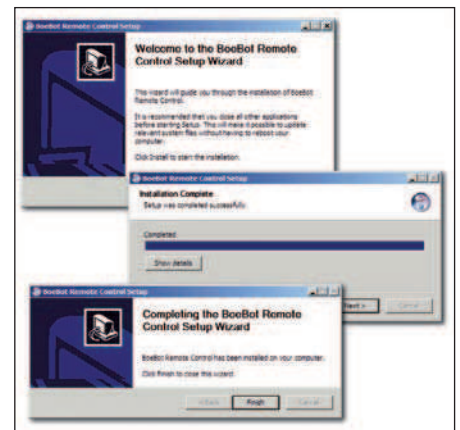



Figura 23: Programma Boe-Bot Remote control

Figura 19: Aggiunta dispositivo

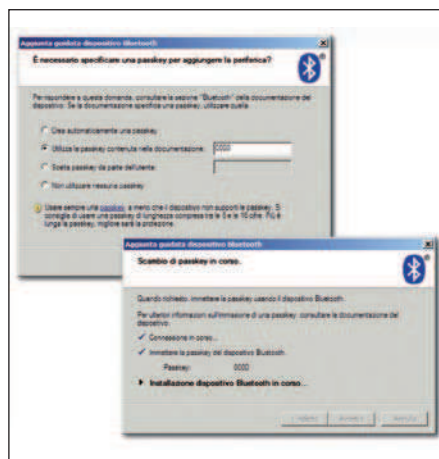



Figura 21: Scambio passkey

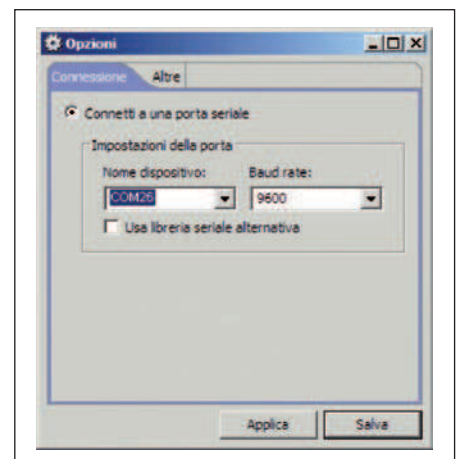



Figura 26: Opzioni "Connessioni"

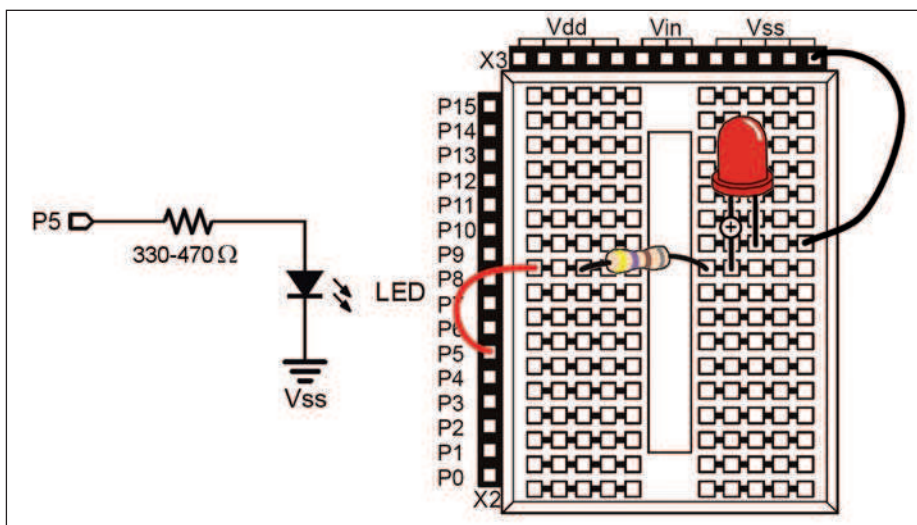



Figura 24: Programma Boe-Bot Remote control

Figura 25: Schermata principale

gramma **Easy Bluetooth PBASIC.bs2** da caricare sul Boe-Bot e il programma **boebot.midlet.jar** da caricare all'interno del telefonino. La procedura per caricare e installare il software sul telefono (**figura 31**-**32**) può variare da modello a modello e da produttore a produttore, e può richiedere l'utilizzo di software aggiuntivo solitamente fornito a corredo del telefono. Si rimanda alla guida di tale software e del proprio telefono cellulare per i dettagli dell'operazione. Nel caso più semplice, basta cliccare con il tasto destro del mouse sul file con estensione ".jar", selezionare la voce "Invia a > Dispositivo Bluetooth" dal menù contestuale ed infine scegliere il proprio cellulare fra i dispositivi disponibili.

UTILIZZO DEL PROGRAMMA

Vediamo ora le varie voci del menu principale (**figura 34**) del software per telefono cellulare:

Connetti

Selezionando questa voce, il software si connetterà automaticamente all'ultimo robot che è stato utilizzato o configurato per la connessione.
Se è la prima volta che ci si connette al robot, il telefono potrebbe chiedere di inserire il codice per associare il nuovo dispositivo: inserire "0000".
Se si sceglie questa voce senza aver prima configurato un robot, si verrà automaticamente dirottati sul menu Impostazioni Dispositivo Associato.

Imposta

Attraverso il sotto-menù "Impostazioni" è possibile configurare nuovi dispositivi per la connessione. In particolare, la prima volta che si installa il software si dovrà procedere con la configurazione della connessione con il proprio robot. Per fare questo è sufficiente:

- Selezionare la voce "Dispositivo Associato" (**figura 35**);
- Scegliere il proprio robot dalla lista "Selezione dispositivi" (su alcuni telefoni è necessario aspettare che scompaia la scritta "Ricerca dispositivi..." prima di selezionare il robot, altrimenti il software potrebbe non riuscire a trovare il servizio nella schermata successiva) (**figura 36**);
- Selezionare il servizio (**figura 37**) dalla lista "Selezione servizi" (tipicamente "Channel x" oppure "COMx", ad esempio COM1).

Se non comparisse "EasyBT" nella lista, selezionare "Altro" (oppure "Opzioni", a seconda del telefono) e "Nuova Ricerca".
Una volta fatto ciò, il software confermerà l'operazione con il messaggio "Connessione Configurata".
Da questo momento in poi, la connessione con il proprio robot sarà configurata e sarà quindi sufficiente selezionare "Connetti" per connettersi al robot. Il sottomenu "Avanzate" contiene comandi utili nel caso si rilevassero dei problemi con particolari modelli di telefoni cellulari. Si consiglia di lasciare le opzioni di default. Il sottomenu "Lingua" permette invece di scegliere la lingua usata nelle interfacce del software.

Aiuto

Questa voce permette di accedere ad una guida rapida sui comandi dell'interfaccia "Radiocomando", spiegata in dettaglio nei successivi paragrafi.

Esci

Selezionando questa voce si termina l'applicazione.

UTILIZZO DEL PROGRAMMA

Una volta stabilita la connessione con il robot, il software passerà automaticamente al "Menu Robot" (**figura 38**) che è caratterizzato dalle seguenti voci:

Radiocomando

Selezionando questa voce si passerà all'interfaccia principale di gestione del Boe-Bot (**figura 39**).

Aiuto

Questa voce permette di accedere ad una guida rapida sui comandi dell'interfaccia "Radiocomando" (**figura 40**).

Disconnetti

Con questo comando il robot verrà disconnesso e si tornerà al menu principale

UTILIZZO DEL RADIOCOMANDO

Vediamo ora più in dettaglio, l'interfaccia principale di controllo.Prima di tutto, tenendo premuto il tasto "0" per circa mezzo secondo, si passerà alla modalità "a tutto schermo" che permette di sfruttare al massimo il monitor del telefono cellulare. Que-

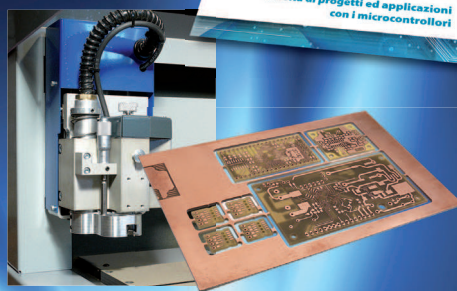
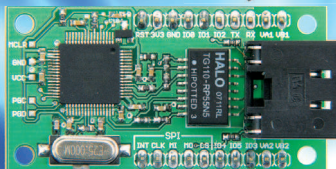
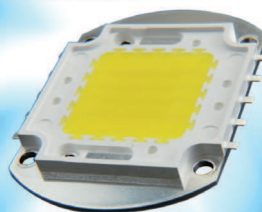
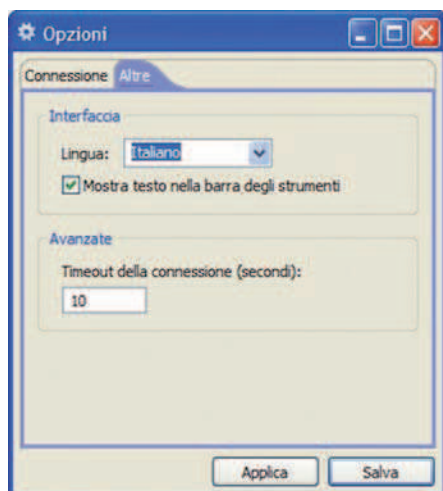



Figura 27: Opzioni "Altre"

Figura 28: Durante la connessione

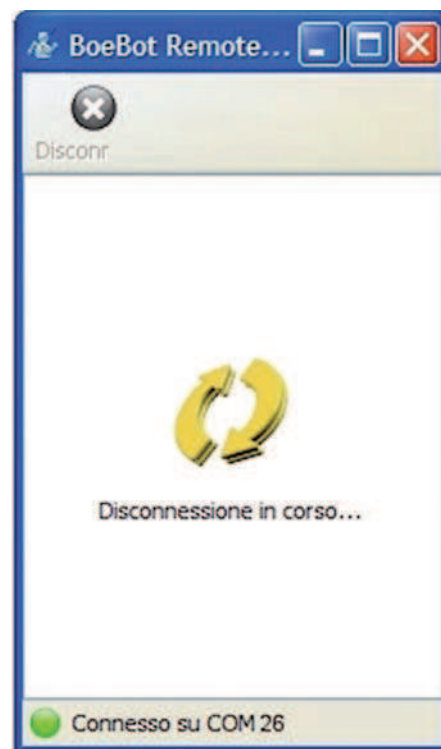



Figura 29: Durante la disconnessione

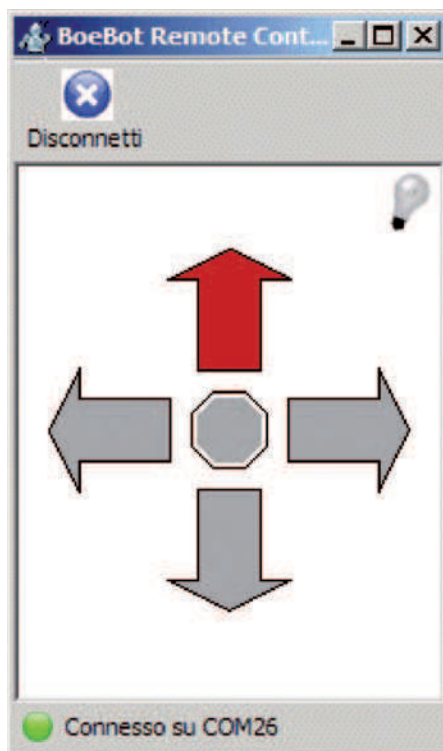



Figura 30: Interfaccia

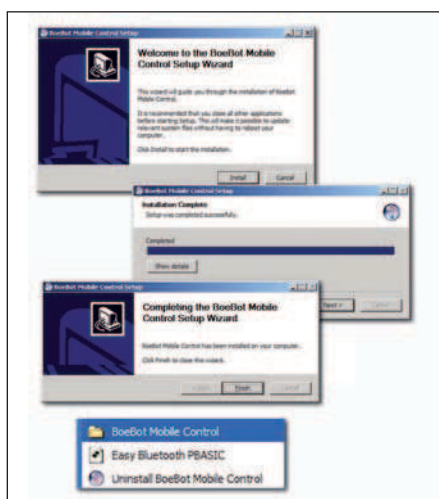



Figura 31: Programma BoeBot Mobile Control

Figura 32: Programma

Figura 33: Avvio programma

Figura 34: Menu principale

Figura 35: Menu Impostazione

Figura 36: Selezione dispositivi

Figura 37: Selezione servizi

Figura 38: Menu Robot

Figura 39: Interfaccia grafica

Figura 40: Guida tasti

Figura 41: Joystik

Figura 42: Tastiera

JOYSTICK	PRESSIONE SINGOLA	PRESSIONE PROLUNGATA
Avanti	Boe-Bot va avanti lentamente	Boe-Bot va avanti velocemente
Indietro	Boe-Bot va indietro lentamente	Boe-Bot va indietro velocemente
Destra	Boe-Bot gira di a destra	Boe-Bot gira velocemente a destra
Sinistra	Boe-Bot gira di a sinistra	Boe-Bot gira velocemente a sinistra
Tasto centrale (verde su alcuni Nokia	Boe-Bot si ferma	Il Boe-Bot si ferma

TASTIERA	PRESSIONE SINGOLA	PRESSIONE PROLUNGATA
2	Boe-Bot va avanti lentamente	Boe-Bot va avanti velocemente
8	Boe-Bot va indietro lentamente	Boe-Bot va indietro velocemente
6	Boe-Bot gira di a destra	Boe-Bot gira velocemente a destra
4	Boe-Bot gira di a sinistra	Boe-Bot gira velocemente a sinistra
5	Boe-Bot si ferma	Il Boe-Bot si ferma

PER *approfondire...*

http://www.parallax.com/ Sito del costruttore del BS2 e del Boe-Bot
http://www.parallax.com/tabid/411/Default.aspx Pagina del Boe-Bot
http://www.parallax.com/Store/Accessories/CommunicationRF/tabid/161/CategoryID/36/List/0/SortField/0/Level/a/ProductID/550/Default.aspx Pagina Easy Bluetooth Module.
http://www.parallax.com/Portals/0/Downloads/sw/bs/win/Setup-Stamp-Editor-v2.5-(R2).exe Compilatore Basic Stamp Editor

sta opzione è particolarmente utile per i cellulari con schermo piccolo. Tenendo nuovamente premuto il tasto "0" si tornerà alla modalità di visualizzazione standard.

Joystick

Attraverso il joystick del telefono (**figura 41**) è possibile far muovere Boe-Bot avanti, indietro, a destra, a sinistra. In particolare:

Tastiera

Anche attraverso la tastiera del telefono (**figura 41**) è possibile comandare Boe-Bot, come specificato nella seguente tabella:

CONCLUSIONI

Abbiamo visto come comandare tramite un collegamento Bluetooth un piccolo robot con un PC oppure con un telefonino. I programmi disponibili sono personalizzabili con nuove funzionalità. Una possibile evoluzione potrebbe essere quella di trasmettere i dati rilevati dai sensori posti sul robot come temperatura, umidità, luminosità. Altra possibilità potrebbe essere quella di ricevere dal robot, immagini riprese da telecamere o macchine fotografiche. ❑

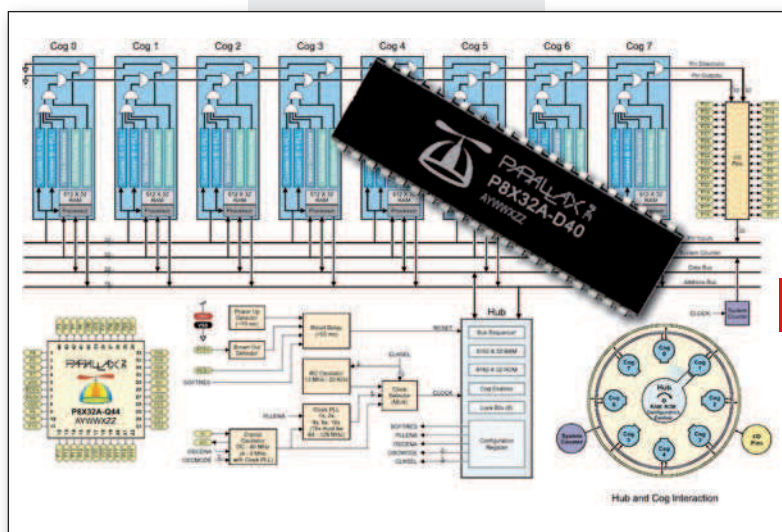
CODICE MIP 2772745

Lo shop della Community dell'elettronica

Parallax Propeller

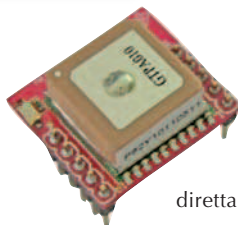
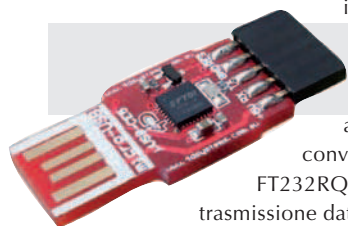
Integrato con 8 processori (Cogs) accessibili simultaneamente. L'integrato è programmabile in due linguaggi di programmazione uno ad alto livello, denominato Spin (molto simile al BASIC) e un linguaggio di livello inferiore (assembler). Il modulo Propeller ha un clock interno e usa una memoria RAM per memorizzare il codice. E' possibile aggiungere un EEPROM esterna per memorizzare codice in maniera non volatile. Il chip può essere utilizzato con diverse modalità di CLOCK: con un cristallo esterno da 4-8MHz (16 x PLL), con l'oscillatore interno ~12 MHz o ~20 kHz o con pilotaggio diretto. Con il Kit di Parallax è possibile interagire con i Propeller attraverso mouse, tastiera, segnali video, LCD, motori passo passo e sensori.

PRIMO PIANO

CODICE: P8X32A-D40 PREZZO: € 10.98

NOVITA'

Convertitore USB/RS232

µUSB-CE5 è un convertitore USB / RS-232 dalle dimensioni contenute e facile da utilizzare. La forma particolare del circuito stampato è adatta per essere inserito direttamente in una presa USB di tipo A. L'assenza di connettori meccanici rende µUSB-CE5 a bassissimo profilo. Per la conversione fa uso del convertitore FT232RQ di FTDI che consente una trasmissione dati fino a 3Mbaud. I segnali della porta seriale sono disponibili su un connettore a 5 pin a passo 2,54mm. I segnali RX e TX sono a 3.3V ma supportano anche i 5V.

CODICE: USB-CE5 PREZZO: € 19.20

Modulo GPS

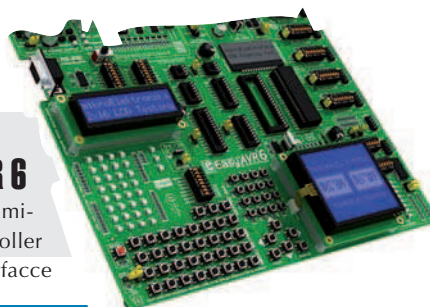
Nessuna saldatura o montaggio è necessario; il modulo è pronto per essere utilizzato. Fornisce all'utente un modo comodo per accedere direttamente a tutti i pin del modulo GPS-PA6B attraverso due intestazioni standard 5 pin. C'è anche un LED incorporato per lo stato correzione 2D/3D. Basato su architettura MediaTek singolo chip, MT3329 ha dimensioni contenute (23,4 millimetri x 20,9 millimetri x 7,6 millimetri). Interfaccia UART, 4800 baud, Interfaccia USB, Supporta protocollo NMEA0183 V3.01 dati.

NOVITA'

CODICE: GPS-PA6B-DIP PREZZO: € 37.20

EasyAVR 6

La EasyAVR6 è una scheda di sviluppo completamente accessoriata per i microcontrollori AVR Atmel 8/14/20/28/40-pin. La EasyAVR6 include: controller touch-screen 8/40-pin, programmer USB2.0, display COG on-board, interfacce display e molti altri dispositivi utili.

CODICE: EASYAVR6 PREZZO: € 154.80

NOVITA'

NOVITA'

Software per interfacce grafiche

Visual GLCD è un software di sviluppo utilizzato per la costruzione visuale di interfacce grafiche per dispositivi GUI-intensive embedded con vari tipi di display LCD grafici. Il software genera codice sorgente compatibile con i Compilatori mikroElektronika (mikroC, mikroPascal e mikroBasic) e per tutte le architetture supportate dai compilatori (PIC, dsPIC30, dsPIC33, PIC24, AVR e 8051). Facendo uso di questo strumento potete iniziare a creare dispositivi basati su LCD grafici in modo molto più semplice e veloce.

CODICE: VISUAL-GLCD PREZZO: € 94.80

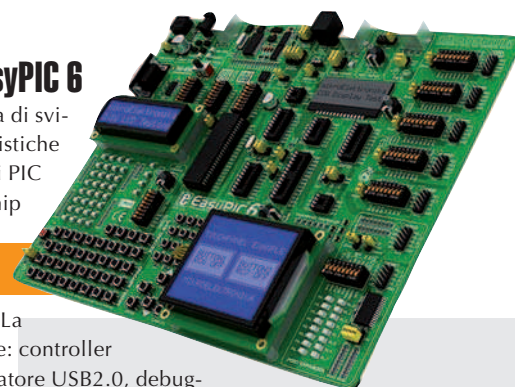
OFFERTA

Cubloc CB280

Controllore industriale impiegato in applicazioni e progetti che necessitano un microcontrollore programmabile o un PLC. Il CB280 può controllare e monitorare interruttori, motori, timers, sensory, relé, valvole e molti altri dispositivi. Il Cubloc basic ladder logic è il linguaggio usato per la programmazione. CUBLOC BASIC è simile ad altri basic presenti sul mercato e il LADDER LOGIC si avvicina agli standard PLC.

CODICE: CB280 PREZZO: € ~~63.60~~ € 54.00

EasyPIC 6

EasyPIC6 è una scheda di sviluppo di grandi caratteristiche per i microcontrollori PIC Microchip

OFFERTA

8/14/18/20/28/40-pin. La nuova EasyPIC6 include: controller touchscreen, programmatore USB2.0, debugger in-circuit USB2.0, display COG on-board, interfacce display LCD/GLCD e molti altri dispositivi I/O utili.

CODICE: EASYPIC6 PREZZO: € ~~154.80~~ € 130.80

OFFERTA

PoScope Mega1 Bundle

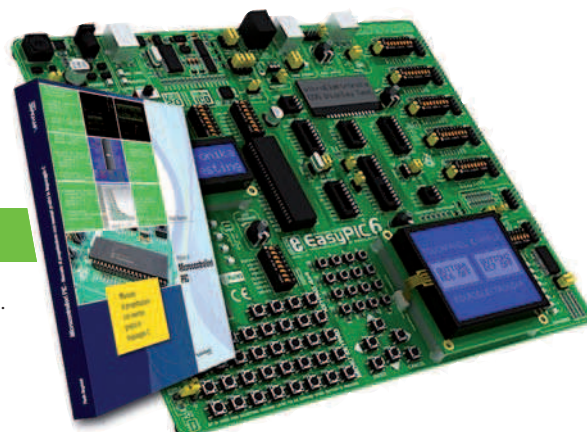
Set con Oscilloscopio PC-based con 2 sonde e 1 analizzatore logico test lead/clip. Grazie alla tecnologia Plug and Play USB, l'oscilloscopio PoScope Mega1 è facile da installare e usare. Il software è un'oscilloscopio pieno di caratteristiche, registratore di chart, generatore logico *, analizzatore logico * e un'analizzatore di spettro con triggering avanzato, il tutto in una confezione di semplice utilizzo. Il software è disponibile in Inglese, Francese *, Tedesco *, Italiano * e Spagnolo *.

CODICE: POSCOPE-MEGA-B PREZZO: € ~~187.20~~ € 174.00

Tutto per i PIC!

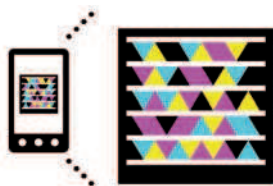
La scheda di sviluppo EasyPic6 e il libro Pillole di Progettazione PIC a un prezzo scontatissimo! Il bundle include: il libro "Pillole di Microcontrollori PIC - manuale di progettazione con esempi pratici in C" di Paolo Rognoni- la nuova Scheda di sviluppo EasyPIC6 per microcontrollori PIC Microchip 8/14/18/20/28/40-pin.

BUNDLE

CODICE: BUNDLEPIC-C PREZZO: € 151.000

Lo shop dei prodotti Inware Edizioni... ma non solo!

Usa IEMOBILE!

Sottoscrivi un abbonamento CLUB al prezzo del PREMIUM! L'abbonamento CLUB prevede 6 numeri di Firmware Edizione Digitale, compreso 1 anno di iscrizione al Club di Firmware e 1 anno di Fare Elettronica.

PREZZO: € 69.50

Usa IEmobile! Abbonamento CLUB Firmware digitale al prezzo del premium!"

Modulo GPS RXM-SG con Antenna Esterna

BEST SELLER

Il Modulo GPS RXM-SG fornisce un ricevitore GPS altamente efficiente e di superiore qualità con antenna esterna per creare una soluzione GPS completa per applicazioni microcontrollore e PC. Il chipset SiRFstar III ad alte prestazioni si completa di 20 canali di tracking satellitare paralleli per l'acquisizione veloce di dati NMEA0183 per navigazione robotizzata, telemetria o sperimentazione. Il modulo GPS si può connettere a un microcontrollore o anche a un PC via USB. Un'applicazione Windows fornisce un display grafico dei dati GPS e può anche mostrare la vostra posizione su Google Maps (è necessaria una connessione Internet). Quattro pins I/O general purpose forniscono l'espansione per progetti con l'utilizzo intensivo di pin.

CODICE: 28505 PREZZO: € 78.00

Easy8051B

Il sistema è compatibile con microcontrollori a 14,16, 20, 28, 40, PLCC32 e PLCC44(viene fornito completo di un AT89S8253). Il programmatore è on-board per cui la programmazione può avvenire evitando la rimozione del micro. Il sistema permette lo sviluppo di molte applicazioni industriali: controlli di temperatura, timers, ecc... Ciascun pin è contrassegnato in modo da facilitare il lavoro sulla scheda. Per ciascuna porta del micro possono essere impostati resistori di pull-up o pull-down. Numerosi e dettagliati esempi consentono di iniziare rapidamente ad usare il sistema.

CODICE: EASY8051B PREZZO: € 154.80

GM862-QUAD

Il modulo GM862-QUAD rappresenta la nuova generazione Telit per tutte le applicazioni M2M industriali. Il prodotto è stato studiato per mantenere la compatibilità pin-to-pin con le versioni precedenti aggiungendo la funzionalità Quad-Band e la conformità alla normativa RoHS. Il design più robusto permette il supporto di un range di temperatura più esteso e lo rende ideale per i progetti a medio volume. Caratteristiche quali Jamming Detection, TCP/IP protocol stack integrato, funzionalità Easy Scan e supporto diretto di una embedded camera estendono le funzionalità per le applicazioni senza costi aggiuntivi. Il prodotto soddisfa la direttiva RoHS (Restriction of Hazardous Substances) dell'European Union (EU Directive 2002/95/EG).

CODICE: GM862-QUAD PREZZO: € 82.80

Sistema di sviluppo M52233DEMO

Il sistema di sviluppo M52233DEMO per il microcontrollore MCF52233 ColdFire fornisce un veicolo pienamente funzionale a basso costo per imbarcarsi su un disegno embedded ad alte prestazioni della famiglia MCF5223x dei microprocessori ColdFire. Lo sviluppo dell'applicazione è veloce e semplice con il cavo seriale DB9 incluso e il BDM integrato. Il BDM integrato permette un facile sviluppo e debugging dell'applicazione. E' fornita, sebbene non installata, una porta BDM opzionale compatibile con l'interfaccia cavo standard ColdFire BDM / JTAG e col software.

CODICE: M52233DEMO PREZZO: € 118.80

www.ieshop.it

Ordinare direttamente tramite internet conviene! Potrai infatti aggiudicarti dei buoni sconto (coupon) con le modalità:

COUPON ABBONAMENTO ONLINE FE E FW
Sottoscrivendo un nuovo abbonamento o rinnovando il proprio online, direttamente tramite IE SHOP, si ha diritto ad un coupon del 15%! **Qualora ci si abbona (sempre online) a Fare Elettronica e Firmware insieme il coupon è del 20%!**

COUPON QUIZ "ELETTROQUIZ"
Rispondendo ai Quiz presente ogni mese su Fare Elettronica si avrà diritto ad un coupon del 10%. Tutte le risposte pervenute saranno accuratamente valutate dagli autori dei quesiti e, in caso di risposta esatta (oltre al Coupon) potrai vincere fantastici premi!

COUPON "ACQUISTI PREMIATI"
I tuoi acquisti su www.ieshop.it vengono premiati con un coupon del 10% se il tuo ordine supera i 100 EUR (IVA e spese di trasporto escluse). Ma se il tuo ordine supera i 200 EUR, lo sconto sale al 20%!

IMPORTANTE!
- Il coupon può essere speso **esclusivamente** ordinando sul sito www.ieshop.it
- Il coupon non potrà essere utilizzato in caso di nuova sottoscrizione o rinnovo dell'abbonamento, è invece utilizzabile per tutti gli altri prodotti presenti su www.ieshop.it
- Ogni coupon ha una scadenza, non dimenticarlo!
- Lo slogan "più acquisti più risparmi" pecca senz'altro di originalità, ma in questo caso è molto azzeccato: i coupon sono infatti utilizzabili solo una volta, usalo bene!
- I coupon non sono cumulabili, e vanno utilizzati singolarmente, secondo il criterio cronologico di assegnazione.

CONTI CORRENTI POSTALI - Ricevuta di Versamento — BancoPosta

sul C/C n. 70107552 di Euro

importo in lettere

INTESTATO A: INWARE EDIZIONI SRL

ESEGUITO DA: VIA - PIAZZA, CAP, LOCALITÀ

CAUSALE

BOLLO DELL'UFF. POSTALE

AVVERTENZE
Il Bollettino deve essere compilato in ogni sua parte (con inchiostro nero o blu) e non deve recare abrasioni, correzioni o cancellature.
La causale è obbligatoria per i versamenti a favore delle Pubbliche Amministrazioni.
Le informazioni richieste vanno riportate in modo identico in ciascuna delle parti di cui si compone il bollettino.

CONTI CORRENTI POSTALI - Ricevuta di Accredito — BancoPosta

sul C/C n. 70107552 di Euro

TD 451

importo in lettere

INTESTATO A: INWARE EDIZIONI SRL

CAUSALE

ESEGUITO DA: VIA - PIAZZA, CAP, LOCALITÀ

AUT. DB/SISB/E 20017 DEL 11.04.2006

BOLLO DELL'UFF. POSTALE codice bancoposta

IMPORTANTE: NON SCRIVERE NELLA ZONA SOTTOSTANTE

importo in euro — numero conto — td

70107552 < 451>

IMPORTANTE: NON SCRIVERE NELLA ZONA SOPRASTANTE!

AVVERTENZE

Il Bollettino deve essere compilato in ogni sua parte (con inchiostro nero o blu) e non deve recare abrasioni, correzioni o cancellature.

La causale è obbligatoria per i versamenti a favore delle Pubbliche Amministrazioni.

Le informazioni richieste vanno riportate in modo identico in ciascuna delle parti di cui si compone il bollettino.

Indagine sui lettori

Aiutaci a conoscerti meglio!
Con il tuo aiuto riusciremo ad offrirti una rivista sempre più in linea con le tue aspettative!

Nome ....

Cognome ....

Via .... n° ....

Cap .... Città .... Prov ....

Email ....

IL TUO SETTORE DI COMPETENZA:

- ❑ **B05** Direzione Tecnica
- ❑ **B06** Progettazione
- ❑ **B07** Studente
- ❑ **B08** Direzione Acquisti
- ❑ **B09** Insegnante
- ❑ **B10** Altro . . . .

PRODOTTO PRINCIPALE O SERVIZIO OFFERTO DALL'AZIENDA DOVE LAVORI:

- ❑ **C11** Apparecchiature elettriche, elettroniche, ICT
- ❑ **C12** Elettrodomestici
- ❑ **C13** Consulenza
- ❑ **C14** Apparecchiature scientifiche, misura e controllo
- ❑ **C15** Automotive
- ❑ **C16** Vending
- ❑ **C17** Altro . . . .

NUMERO DI DIPENDENTI DELLA TUA AZIENDA:

- ❑ **D18** fino a 10
- ❑ **D19** da 10 a 50
- ❑ **D20** da 50 a 100
- ❑ **D21** da 100 a 500
- ❑ **D22** oltre 500

FE 305-306

Solo se sei abbonato, indica il tuo codice abbonato: . . . .
e barra la casella di interesse:

TIPO DI ABBONAMENTO:

- ❑ **A01** Personale uso professionale
- ❑ **A02** Aziendale
- ❑ **A03** Scuola o Università
- ❑ **A04** Personale uso hobbistico

Compila il cedolino e invialo in busta chiusa o via fax allo 02 66508225 e riceverai GRATIS a tua scelta UN CD-ROM DEL VALORE DI 10 EURO

STARTER KIT per lo sviluppo di applicazioni con i microcontrollori Freescale 9RS08

MASTERIZZARE DVD E FORMATO DIVX un corso che spiega con esempi pratici come masterizzare DVD e in formato DivX.

Grazie per la preziosa collaborazione!

PRODOTTI

Se vuoi ordinare "offline" ovvero senza usare internet, usa il seguente modulo d'ordine **PRODOTTI**

COD. PRODOTTO	DESCRIZIONE	PREZZO UNITARIO	Q.tà	Totale
			SUB TOTALE	
			SPESE DI SPEDIZIONE	
			TOTALE	

Nota. Se le righe non sono sufficienti, utilizzare più copie del modulo.
Per maggiori dettagli sulle spese di spedizione e i metodi di pagamento vedi retro cartolina.

METODI DI PAGAMENTO

☐ **BONIFICO BANCARIO** ☐ **BOLLETTINO POSTALE** ☐ **CONTRASSEGNO**

☐ MasterCard ☐ VISA ☐ American Express ☐ postepay

TITOLARE. . . . .
NUMERO . . . .
DATA DI SCADENZA. . . . . CODICE DI SICUREZZA . . . .

INVIARE IL MODULO D'ORDINE A: Inware Edizioni srl, via Cadorna 27/31 - 20032 Cormano (MI) - oppure via FAX allo 02 66508225
(Inviando questo modulo si accettano i termini e le condizioni riportate a tergo)

Nome . . . . Cognome . . . .
Indirizzo . . . . n° . . . .
Cap . . . . Città . . . . Prov . . . .
Tel . . . . Fax . . . . Email . . . .
Ragione Sociale . . . .
Codice fiscale . . . . Partita IVA . . . .

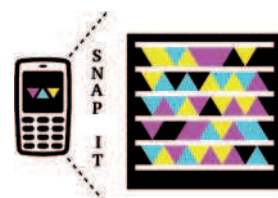
DATA . . . . FIRMA . . . . ☐ Fattura

FE 305-306

ABBONAMENTO

Sì, mi abbono a Fare Elettronica

☐ Abbonamento TRIAL a 3 numeri di FARE ELETTRONICA a soli € 16,50 anzichè € 18,00
☐ Abbonamento PREMIUM a 11 numeri di FARE ELETTRONICA a soli € 55,00 anzichè € 66,00
☐ Abbonamento PRO a 11 numeri di FARE ELETTRONICA include il Cd dell'annata 2009 a soli € 59,50 anzichè € 96,00

SNAP IT

Usa lEmobile!
Abbonati al PRO al prezzo del PREMIUM

METODI DI PAGAMENTO (per maggiori dettagli vedi retro cartolina)

☐ **BONIFICO BANCARIO** ☐ **BOLLETTINO POSTALE** ☐ **ALLEGO ASSEGNO** (Intestato a Inware Edizioni)

☐ MasterCard ☐ VISA ☐ American Express ☐ postepay

TITOLARE. . . . .
NUMERO . . . .
DATA DI SCADENZA. . . . . CODICE DI SICUREZZA . . . .

INVIARE IL MODULO D'ORDINE A: Inware Edizioni srl, via Cadorna 27/31 - 20032 Cormano (MI) - oppure via FAX allo 02 66508225
(Inviando questo modulo si accettano i termini e le condizioni riportate a tergo)

Nome . . . . Cognome . . . .
Indirizzo . . . . n° . . . .
Cap . . . . Città . . . . Prov . . . .
Tel . . . . Fax . . . . Email . . . .
Ragione Sociale . . . .
Codice fiscale . . . . Partita IVA . . . .

DATA . . . . FIRMA . . . . ☐ Fattura

FE 305-306

ISTRUZIONI PER L'ORDINE E SPESE DI SPEDIZIONE

Il modulo d'ordine dovrà essere compilato in tutte le sue parti ed inviato via posta o via fax ai recapiti indicati sul modulo d'ordine stesso. Gli ordini potranno essere fatti anche direttamente online dal sito www.ieshop.it. In questo caso non sarà necessario inviare il modulo d'ordine. Le spese di spedizione ammontano a euro 8,50 a cui vanno aggiunti euro 3,50 se si sceglie di pagare in contrassegno.

METODI DI PAGAMENTO

Si accettano pagamenti ino in contrassegno, carta di credit, bollettino postale o bonifico all'ordine. Per il contrassegno verrà applicata una spesa aggiuntiva di euro 3,50 per le spese di contrassegno. Forme diverse di pagamento devono essere previamente concordate.

Bonifico bancario

Appoggiato su Poste Italiane IBAN: IT 68 I 07601 01600 000070107552 intestato a Inware Edizioni srl.

Bollettino postale

Versamento sul conto corrente postale n. 70107552 intestato a Inware Edizioni srl. Inviare la ricevuta (o copia) del versamento.

Contrassegno

La merce verrà pagata direttamente al corriere alla consegna della merce. Il pagamento in contrassegno comporta l'addebito di euro 3,50per spese di contrassegno.

Carta di Credito

Il pagamento con carta di credito può essere effettuato specificando i dati della carta via posta, email, web, fax o telefono. Per gli ordini effettuati sul sito il pagamento mediante carta di credito verrà effettuato attraverso una connessione sicura SSL per garantire la massima sicurezza.

TERMINI E CONDIZIONI

Tutti i prodotti sono coperti da garanzia. La garanzia copre tutti i difetti di fabbricazione entro un anno dal ricevimento della merce. Tutti i prodotti non funzionanti per uso improprio o incuria non saranno ritenuti in garanzia e saranno addebitati gli eventuali costi di riparazione. Tutti i prodotti verranno riparati e/o sostituiti direttamente dal produttore. Non sono coperti da garanzia i componenti elettronici (microprocessori, memorie, ecc.) La garanzia dei prodotti si intende F.co ns. sede, le eventuali spese di trasporto sono a carico del cliente salvo accordi diversi. Per dar corso alla riparazione/sostituzione in garanzia è necessario seguire l'apposita procedura di RMA.

PRIVACY

Ai sensi del Decr. Lgs. 196/2003 la informiamo che i dati trasmessi verranno impiegati coi principali scopi di indagini di mercato e nelle modalità previste dallo stesso, prevalentemente con mezzi informatici. Il conferimento, di norma facoltativo, è obbligatorio per permettere il rapporto commerciale. È in ogni caso fatto diritto dell'interessato esercitare i propri diritti, nei modi previsti dal "Titolo II art. 7" della legge sopra citata, scrivendo a Inware Edizioni srl, Via Cadorna 27 – 20032 Cormano o tramite email all'indirizzo info@inwaredizioni.it

---

ABBONARSI ALLE RIVISTE INWARE EDIZIONI CONVIENE!

I vantaggi per gli abbonati sono, oltre al prezzo bloccato per un anno, la ricezione del numero direttamente a casa con la garanzia di ricevere tutti i numeri. Inoltre un vistoso risparmio che, nel caso dell'abbonamento PLUS, ammonta a ben 36,50 euro. L'abbonamento ha una durata di 12 mesi e comporta l'invio di 11 numeri di Fare Elettronica. Eventuali variazioni di indirizzo andranno comunicate tempestivamente alla Redazione che provvederà a registrare il cambiamento senza alcuna spesa aggiuntiva. L'abbonamento decorrerà dal primo numero raggiungibile alla data di avvenuto pagamento. Non sono previsti rimborsi in caso di disdetta dell'abbonamento.

METODI DI PAGAMENTO

Bonifico bancario

Appoggiato su Poste Italiane IBAN: IT 68 I 07601 01600 000070107552 intestato a Inware Edizioni srl.

Bollettino postale

Versamento sul conto corrente postale n. 70107552 intestato a Inware Edizioni srl. Inviare la ricevuta (o copia) del versamento indicando nella causale: "Abbonamento Fare Elettronica"

Carta di Credito

Il pagamento con carta di credito può essere effettuato specificando i dati della carta via posta, email, web, fax o telefono. Per gli ordini effettuati sul sito il pagamento mediante carta di credito verrà effettuato attraverso una connessione sicura SSL per garantire la massima sicurezza.

Assegno bancario

E' possibile spedire un assegno bancario insieme a questo coupon.